



# Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes

Emna Ben Sedrine

## ► To cite this version:

Emna Ben Sedrine. Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes. Electronique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2014. Français. NNT : 2014DENS0047 . tel-01149421

**HAL Id: tel-01149421**

**<https://theses.hal.science/tel-01149421>**

Submitted on 27 Oct 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



ENSC-(n° d'ordre)



## THESE DE DOCTORAT

Présentée par

***Emna BEN SEDRINE***

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Domaine :

**ELECTRONIQUE –ELECTROTECHNIQUE –AUTOMATIQUE**

Sujet de la thèse :

**Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : Modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes.**

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 28 Novembre 2014 devant le jury composé de :

Mohamed BOUSSAK	Professeur des Universités	Examineur
Raphaël ROMARY	Professeur des Universités	Rapporteur
Mohamed El. Hachemi BENBOUZID	Professeur des Universités	Rapporteur
Pascal MAUSSION	Professeur des Universités	Examineur
Javier OJEDA	Maître de Conférences	Encadrant
Mohamed GABSI	Professeur des Universités	Directeur de thèse

Laboratoire SATIE

ENS CACHAN / CNRS / UMR 8092

61, avenue du Président Wilson, 94235 Cachan Cedex, France



# Remerciements

*Les travaux de cette thèse ont été réalisés au laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) au sein de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan (ENS Cachan). Je remercie, M. Pascal LARZABAL, directeur du laboratoire, de m'avoir accueillie au sein du laboratoire.*

*Je souhaite, en premier lieu, adresser mes sincères remerciements à l'ensemble des membres de mon jury de thèse : Pr. Raphael ROMARY et Pr. Mohamed El Hachemi BENBOUZID qui ont accepté d'être les rapporteurs de ma thèse, Pr. Mohamed BOUSSAK qui m'a honoré en tant que examinateur et Pr. Pascal MAUSSION qui a accepté de présider le jury de thèse.*

*Je tiens à exprimer ma reconnaissance et mes remerciements à mon directeur de thèse M. Mohamed GABSI, Professeur des Universités à l'ENS Cachan, pour m'avoir accordé la chance d'intégrer l'équipe Systèmes d'Energies pour les Transports et l'Environnement (SETE). J'ai eu l'honneur de travailler avec un éminent chercheur et un grand professeur, qui m'a beaucoup appris. Il a toujours trouvé les bons mots pour m'orienter dans mes réflexions et m'apprendre le sens de la rigueur. Je tiens également à remercier mon encadrant M. Javier OJEDA, Maître de Conférences à l'ENS Cachan, pour m'avoir accordé toute sa confiance, pour le temps qu'il m'a consacré tout au long de cette période, son aide et son implication quotidienne pour mener à bien ce travail. Je remercie également Mme. Ilhem SLAMA BELKHODJA, Professeur à l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Tunis et directrice du laboratoire Systèmes Electriques (LSE) pour sa participation à mon encadrement et son accueil au LSE.*

*Que Lionel VIDO, Michel LECRIVAIN, Emmanuel HOANG, Hamid BEN AHMED, Sami HLIOUI trouvent ici l'expression de ma plus profonde reconnaissance pour leurs soutiens scientifiques.*

*Le travail de recherche est avant tout un travail d'équipe. Je remercie toute l'équipe administrative et technique du laboratoire SATIE et de l'ENS Cachan pour leur sympathie. Je remercie Benjamin, Hiba, Dhouha, Baptiste, Julien, Nidhal, Linh, Kien, Oussama, Raouia, Kevin, Tayssir, Murielle, Lilia, Aurore, Victor, Sylvain et tous les doctorants et post-doc, anciens et nouveaux, pour l'ambiance de sérieux et de détente qui régit. Je suis fier d'avoir eu la chance de croiser vos chemins.*

*Je terminerai en ayant une pensée pleine d'émotions pour ceux qui ont été toujours à mes côtés. Je ne pourrai jamais remercier assez ma famille et en particulier mes parents, ma sœur et mon frère qui ont cru en moi et m'ont toujours soutenu. Un grand merci à mes ami(e)s les plus fidèles en France et en Tunisie, et à Abdou qui était présent dans les moments les plus durs et les moments les plus heureux.*

*Je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin au bon déroulement de ce projet. Que tous trouvent dans ce modeste travail, l'expression sincère de mes sentiments de reconnaissance.*





# Table des matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>9</b>
<b>Chapitre 1 Etat de l'art des machines multi-phases à commutation de flux en modes de fonctionnement sain et dégradé .....</b>	<b>13</b>
1.1 Introduction .....	13
1.2 Les exigences des systèmes industriels d'aujourd'hui.....	14
1.3 Sûreté de fonctionnement des machines électriques.....	15
1.3.1 Défauts et défaillances des machines électriques .....	15
1.3.2 Notions de sûreté de fonctionnement.....	17
1.4 Structures de machines tolérantes aux pannes .....	20
1.4.1 Machines redondantes .....	20
1.4.2 Machines multi-phases .....	22
1.4.3 Conception des machines multi-phases .....	24
1.5 Modélisation et commande des machines multi-phases en mode sain .....	28
1.6 Modélisation et commande des machines multi-phases en mode dégradé.....	29
1.6.1 Modélisation et commande dans la base "abc" .....	31
1.6.2 Modélisation et commande dans des repères " $dq$ " .....	33
1.7 Cadre d'étude : Machine cinq-phases à commutation de flux en modes sain et dégradé .....	34
1.8 Conclusion .....	35
<b>Chapitre 2 Etude d'une machine pentaphasée à commutation de flux : Comparaison à une machine triphasée.....</b>	<b>37</b>
2.1 Introduction .....	37
2.2 Principe de fonctionnement des machines à commutation de flux.....	38
2.3 Etude comparative entre une MCF pentaphasée et une MCF triphasée .....	39
2.3.1 Modélisation Eléments Finis 2D des deux prototypes.....	39
2.3.2 Comparaison des performances à vide .....	42
2.3.3 Comparaison des performances en charge.....	44
2.4 Mesures expérimentales sur les deux prototypes.....	55
2.4.1 Mesure des forces électromotrices.....	55
2.4.2 Mesure des inductances propres instantanées.....	55
2.4.3 Mesure des inductances mutuelles instantanées .....	59
2.4.4 Mesure des paramètres mécaniques.....	61
2.4.5 Evaluation des contraintes thermiques .....	62

2.4.6 Récapitulatif des mesures .....	65
2.5 Conclusion .....	66
<b>Chapitre 3 Etude de la tolérance aux ouvertures de phases des machines cinq-phases à commutation de flux.....</b>	<b>67</b>
3.1 Introduction .....	67
3.2 Comportement de la machine en cas d'ouverture d'une phase.....	68
3.3 Reconfiguration analytique de la commande.....	74
3.3.1 Courants optimaux avec un courant homopolaire nul .....	74
3.3.2 Courants optimaux avec un courant homopolaire nul et une ondulation de couple nulle	78
3.4 Reconfiguration des courants en utilisant l'Algorithme Génétique d'optimisation .....	82
3.4.1 Modèle à deux objectifs deux contraintes : Modèle $AG-T_{hybrid-1}$ .....	82
3.4.2 Reformulation des objectifs et contraintes : Modèle $AG-T_{hybrid-2}$ .....	84
3.4.3 Prise en compte des harmoniques des flux à vide : Modèle $AG-T_{hybrid-3}$ .....	86
3.4.4 Prise en compte du couple reluctant dans l'AG.....	90
3.5 Reconfiguration de la commande en utilisant l'Algorithme Génétique considérant le modèle complet du couple : Modèle $AG-T_{total}$ .....	93
3.5.1 Défaut d'ouverture du circuit relatif à la phase $C$ .....	93
3.5.2 Ouverture des phases temporellement-adjacentes $B$ et $C$ .....	99
3.5.3 Ouverture des phases spatialement-adjacentes $C$ et $E$ .....	101
3.5.4 Analyse des résultats de deux phases ouvertes .....	102
3.5.5 Injection du troisième harmonique des courants .....	103
3.5.6 Analyse des forces magnétiques radiales.....	105
3.6 Validation expérimentale.....	109
3.7 Conclusion .....	114
<b>Chapitre 4 Etude de la tolérance aux courts-circuits de phases des machines cinq-phases à commutation de flux.....</b>	<b>117</b>
Introduction .....	117
4.1 Modélisation et comportement de la machine en cas de courts-circuits.....	119
4.1.1 Première configuration de fonctionnement.....	119
4.1.2 Seconde configuration de fonctionnement .....	121
4.1.3 Court-circuit d'une phase entière .....	123
4.1.4 Deux phases en courts-circuits de type phase à neutre .....	131
4.1.5 Trois phases en courts-circuits du type phase à neutre .....	133
4.2 Reconfiguration des courants en cas de courts-circuits .....	133
4.2.1 Court-circuit d'une phase .....	133

4.2.2 Reconfiguration par l'AG-T <sub>total</sub> .....	136
4.2.3 Courts-circuits de deux phases .....	138
4.3 Validation expérimentale.....	140
4.4 Conclusion .....	145
<b>Conclusion générale et perspectives.....</b>	<b>147</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>153</b>



## Introduction générale

---

L'expérience a montré que, dans tout système industriel, ce n'était pas systématiquement le maillon le plus faible qui se rompait en premier [1]. La fiabilité d'un système est alors devenue une fonction de la fiabilité de tous ses composants. L'étude préalable de la sûreté de fonctionnement dont découlent les notions de sécurité, fiabilité, disponibilité, tolérance aux pannes et maintenabilité était absente dans les années 80. Dès 1930, les premières recherches d'informations et statistiques sur les moteurs et les accidents des appareils dans les transports aériens commencent à apparaître. En 1940, aux Etats-Unis, de nouvelles techniques de fiabilité permettent d'augmenter considérablement la durée de vie des moteurs des locomotives. Dans les années 1950, les processus d'essais de vieillissement accéléré, sont considérés par la marine militaire américaine puis par la NASA [1]. Les toutes nouvelles centrales nucléaires entraînent les premières études sur la fiabilité humaine [1]. Dans les années 1960, les industries aéronautiques et spatiales effectuent les premières analyses relatives aux défaillances de composants.

Depuis ces années, le concept d'arbre des causes et la méthode des combinaisons de pannes commencent à apparaître aux Etats-Unis, en France et au Japon. En Octobre 1965, la Commission Electrotechnique Internationale crée le Comité technique 56 "Dependability" pour harmoniser toutes ces études qui deviendront par la suite des normes internationales [1]. Depuis 1979, les outils de sûreté de fonctionnement se sont développés dans les industries nucléaires et pétrochimiques qui procèdent à leurs premières analyses de risque et sûreté de fonctionnement. Celles-ci sont, par la suite, introduites dans différents secteurs d'activités tels que la chimie, le ferroviaire, l'automobile et l'ensemble des grands secteurs industriels. Ce développement des techniques de sûreté de fonctionnement et de sa réglementation ont augmenté l'intérêt des industriels et des laboratoires de recherche pour améliorer les moyens de couverture des risques ainsi que la disponibilité de leurs systèmes. Cela a contribué au développement des techniques de tolérance aux pannes.

La tolérance aux pannes est l'aptitude d'un système à continuer sa fonction (éventuellement de manière réduite) en présence d'un défaut. C'est un critère de plus en plus exigé dans les systèmes d'aujourd'hui, surtout quand il s'agit d'applications embarquées de type avionique ou maritime. Pour ce type d'applications, nous pouvons déduire de l'historique présentée dans le paragraphe précédent que la continuité de fonctionnement du système est vitale pour la sécurité des personnes et des équipements. Pour d'autres applications moins critiques, comme les turbines éoliennes, hydrauliques, les véhicules routiers et les industries, la tolérance aux pannes permet la continuité de service dans l'attente des étapes de réparation et de maintenance. De plus, la tolérance aux pannes permet aux industriels de maximiser leurs productivités tout en minimisant les arrêts de production et améliorant ainsi la fiabilité et la disponibilité de leurs équipements.

Les machines électriques font partie des éléments principaux dans la plupart des applications citées. Elles le sont aussi dans les véhicules d'aujourd'hui quand il s'agit d'une électrification de la motorisation. Une machine électrique tolérante aux pannes est une machine qui permet la continuité de service quand un défaut apparaît. Quand il s'agit de défauts sur les phases de la machine, la redondance des phases de la machine permet un accroissement de la disponibilité car le couple est produit par les phases saines. On parle, alors, de machines électriques polyphasées ou multi-phases.

Les premières réalisations des machines polyphasées (non multi-étoiles et avec un nombre de phases supérieur à trois) sont apparues en 1969 [2]. Dans un premier temps, l'enjeu était d'accroître la puissance en la répartissant sur un nombre de phases élevé puis d'améliorer la discrétion vibratoire et donc le confort. Elles ont été ensuite étudiées en 1980 afin d'améliorer la disponibilité des motorisations électriques [2]. De nos jours, les aspects de répartition de la puissance sont bien maîtrisés. La conception et la commande des machines polyphasées sont de plus en plus ciblées vers l'amélioration de la tolérance aux pannes afin d'atteindre une meilleure disponibilité.

Dans ce contexte, mes travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre d'une contribution à la commande tolérante aux pannes des machines électriques, et en particulier le cas d'étude d'une machine à commutation de flux cinq-phases. Quatre chapitres sont ainsi proposés dans ce mémoire :

**Le premier chapitre** est une présentation de l'état de l'art des différents thèmes qui nous intéressent. Nous commencerons par l'état de l'art des machines électriques dans les différentes applications industrielles et dont les applications embarquées tout en détaillant les exigences de ce type d'applications. La sûreté de fonctionnement est ainsi introduite. Par son biais, nous présenterons les différents aspects qui la composent (définition d'un défaut, la fiabilité, la disponibilité, la tolérance aux pannes, etc). Nous présenterons, par la suite, un état de l'art des solutions adoptées pour renforcer la tolérance aux pannes, notamment la redondance de phases des machines électriques. Dans ce cadre, l'état de l'art de la conception, la modélisation et la commande tolérante aux pannes des machines polyphasées sera détaillé. Ce qui nous permettra de situer nos travaux de thèse dans lesquelles nous avons réuni la modélisation analytique, la modélisation par la méthode des Eléments Finis ainsi que l'optimisation par des algorithmes stochastiques. Le tout afin de proposer une commande tolérante aux pannes que nous validerons expérimentalement. La machine étudiée est une machine pentaphasée à commutation de flux qui, à notre connaissance, a été rarement considérée pour la commande tolérante aux pannes. De même, l'algorithme d'optimisation utilisé est différent des algorithmes fréquemment utilisés pour la commande tolérante aux défauts.

Dans **le deuxième chapitre**, nous allons présenter les caractéristiques d'une machine pentaphasée à commutation de flux à disposition au laboratoire. La machine sera modélisée par la méthode des Eléments Finis en deux dimensions (EF 2D) et ce, en tenant compte de la saturation des matériaux

ferromagnétiques. Ses performances seront calculées à partir de ce modèle et seront aussi mesurées expérimentalement. Celles-ci seront comparées aux performances d'une machine triphasée à commutation de flux que nous allons également modéliser à partir du prototype réel dont nous disposons. Les comparaisons porteront sur les performances électromagnétiques telles que les flux à vide, le couple moyen et les ondulations du couple en mode de fonctionnement normal (sain) et dégradé, les inductances propres et mutuelles, etc. Les méthodes de mesures des inductances instantanées, des courants de courts-circuits et des courants thermiques seront aussi décrites, et tous les résultats permettront de tirer quelques conclusions sur les deux machines.

**Le troisième chapitre** est consacré à l'étude de la tolérance aux ouvertures de phases de la machine cinq-phases à commutation de flux. Dans ce chapitre, nous procéderons par étape pour calculer les courants optimaux des phases saines permettant d'améliorer le fonctionnement en mode dégradé. Nous commencerons par détailler les différentes solutions possibles pour la connexion d'un ensemble onduleur-machine en mode dégradé. Nous calculerons, par la suite, une reconfiguration minimale permettant de se retrouver avec une alimentation équivalente à celle d'une machine tétraphasée ou triphasée. Dans ce cas, le courant dans le neutre de la machine sera annulé. Nous nous apercevrons que cette reconfiguration ne permet pas d'annuler l'ondulation du couple qui s'est créée après défaut. Nous procéderons alors à un calcul analytique des courants optimaux permettant d'annuler à la fois le courant du neutre et l'ondulation du couple tout en assurant le couple moyen. Nous remarquerons que si nous voulons, en plus, prendre en compte la minimisation des pertes Joule, nous nous retrouverons avec un problème de calcul d'un minimum ce qui revient à un problème d'optimisation. Cela nous amènera à choisir un algorithme génétique d'optimisation qui est un algorithme non-déterministe multi-objectifs et multi-contraintes. Diverses combinaisons des différents objectifs et contraintes seront, dans ce cadre, effectuées et les courants optimaux seront injectés dans le modèle EF 2D de la machine pour vérifier si les performances ont été améliorées. Le modèle analytique du couple pris en compte dans l'algorithme d'optimisation sera alors révisé pour prendre en compte l'influence du mode dégradé. Les différentes solutions du front de Pareto seront analysées et les performances électromagnétiques seront, dans ce cas, bien améliorées. Cela sera vérifié par les calculs EF 2D et suivi d'une validation expérimentale. L'influence des défauts sur les forces magnétiques radiales sera également analysée.

**Le quatrième chapitre** s'inscrira dans le même cadre. Dans ce chapitre, l'étude de la tolérance de la machine pentaphasée à commutation de flux aux défauts de courts-circuits sera effectuée. Les premières étapes d'isolation des défauts de courts-circuits seront proposées. Par la suite, les courants de courts-circuits, prenant en compte l'effet reluctant de la machine, seront calculés analytiquement et leurs effets sur les performances de la machine seront analysés. Les reconfigurations seront aussi calculées par l'algorithme génétique d'optimisation et les nouvelles références des courants permettront d'améliorer le fonctionnement en mode dégradé. Tous les résultats seront validés par la méthode des EF 2D et expérimentalement. En conclusion, des comparaisons entre la tolérance aux défauts d'ouvertures et de courts-circuits de la machine pentaphasée à commutation de flux seront alors effectuées et permettront de conclure quant au fonctionnement de cette machine en modes sain et dégradé avec et sans correction.





# **Chapitre 1 Etat de l'art des machines multi-phases à commutation de flux en modes de fonctionnement sain et dégradé**

---

## **1.1 Introduction**

Nous établissons dans ce chapitre un état de l'art sur le thème principal de ce travail de thèse, à savoir, la tolérance aux pannes des machines multi-phases et plus spécialement celles à commutation de flux. Le cadre d'application de ce type de machines sera, tout d'abord, présenté d'une manière générale. Pour les applications embarquées, les industriels ont montré leurs besoins pour des machines qui soient à la fois fiables et disponibles de manière à assurer la continuité de fonctionnement quand un défaut apparaît. En effet, la dégradation du fonctionnement et l'arrêt peuvent s'avérer critiques pour les applications maritimes ou avioniques. Pour d'autres applications, il est parfois particulièrement difficile d'accéder aux systèmes électriques et électroniques (le cas par exemple des machines dédiées à des applications hydroliennes) et le cahier des charges impose de continuer à fonctionner en présence de défauts dans l'attente d'une opération de maintenance.

La partie suivante du chapitre est donc consacrée aux types de défauts pouvant apparaître dans de tels systèmes ainsi qu'à la définition des différents aspects de sûreté de fonctionnement dont la tolérance aux pannes. Des structures de machines tolérantes aux défauts de type ouvertures et courts-circuits de phases (machines multi-phases), seront par la suite proposées.

Nous établirons, ensuite, un état de l'art des modélisations et des commandes en modes sain et dégradé de ce type de machines, ce qui nous permettra de positionner notre travail de thèse. Dans ce mémoire, nous allons étudier une machine cinq-phases à commutation de flux. La première machine

électrique se basant sur le principe de commutation de flux fut proposée dans les années 50. Un peu plus tard, les auteurs de [4] ont présenté une structure monophasée à commutation de flux et la première structure triphasée fut proposée par le SATIE [5].

## 1.2 Les exigences des systèmes industriels d'aujourd'hui

Les machines électriques sont des éléments vitaux dans les applications industrielles d'aujourd'hui où une conversion d'énergie est nécessaire et en particulier dans les systèmes embarqués. Les systèmes embarqués sont définis par un ensemble de composants électroniques et de logiciels intégrés au sein de dispositifs et fonctionnant d'une manière autonome et en temps réel dans un volume limité. Les voitures, les trains, les métros et les avions contiennent donc tous des systèmes embarqués.

Dès le début du XXème siècle, l'une des premières applications de motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière. Ces moteurs sont toujours accompagnés de convertisseurs de puissance associés et de la commande qui peut être basée sur du contrôle direct du couple (DTC), du contrôle de flux orienté (FOC), de la commande floue, etc. Toutes ces commandes peuvent être associées à une stratégie tolérante aux pannes. La figure 1.1 montre les composants principaux d'une voiture hybride électrique. Aux composants cités ci-dessus, s'ajoutent le moyen de stockage d'énergie et le moteur thermique.

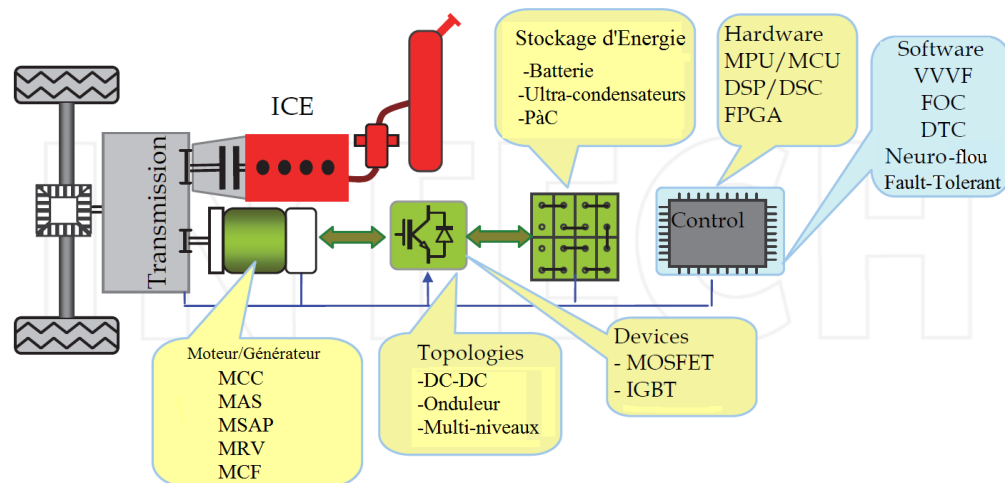


Figure 1.1. Composants principaux d'un véhicule hybride électrique [6].

Dans les applications de type automobile, les systèmes embarqués représentent au moins 20% des équipements du véhicule, et probablement 30 à 35% d'ici 2015 [6]. L'automobile du futur aura donc de plus en plus besoin de composants électroniques et électriques innovants et fiables.

Les exigences types pour les moteurs utilisés dans les systèmes embarqués comprennent : des densités de couple et de puissance élevées, une large plage de vitesse comprenant un fonctionnement à couple constant et à puissance constante, un rendement élevé sur une large plage de vitesse et une bonne fiabilité, disponibilité et robustesse. Le coût de la solution doit rester raisonnable.

Certains de ces critères sont de nos jours bien maîtrisés. La densité de couple et puissance élevées et le bon rendement peuvent être assurés par les machines synchrones à aimants permanents. Cependant, ces machines peuvent avoir une courte plage de puissance constante en raison de leur capacité de

défluxage relativement limitée, due à la présence du champ des aimants permanents. Ce champ peut être diminué par la production d'un champ statorique important s'y opposant.

Les machines asynchrones sont, quant à elles, utilisées pour leurs robustesses et pour leur faible coût. Leur rendement est généralement plus faible que celui des machines à aimants permanents à cause des pertes rotoriques. Dans [7], une étude comparative de topologies de moteurs basée sur une synthèse de l'état de l'art et sur une comparaison des différentes performances a été effectuée. Celle-ci a permis de conclure que le moteur asynchrone semble être un bon candidat pour les applications embarquées mais la concurrence avec les moteurs à aimants permanents reste rude. Les auteurs de [8] montrent qu'une machine asynchrone peut fonctionner avec de faibles ondulations de couple si elle est associée à une commande convenable. La commande directe du couple (DTC) semble être très adaptée pour les applications du type véhicule électrique [9] et encore mieux si elle est associée à des techniques de modulation, permettant de fonctionner à des fréquences de commutation fixes et élevées [10].

La machine à reluctance variable (MRV) gagne en intérêt en tant que candidate pour les applications embarquées, et plus spécialement pour les véhicules électriques ou hybrides électriques en raison de sa construction simple et robuste. Sa commande est aussi simple et elle possède une capacité de fonctionnement à vitesse extrêmement élevée car son rotor est passif. Cependant, le bruit acoustique des MRV est généralement très élevé et le fonctionnement en mode générateur est accompagné par de fortes ondulations de courant [11].

L'autre critère exigé dans les applications embarquées et qui est un sujet d'actualité aujourd'hui reste celui de la fiabilité et de la disponibilité de l'entraînement électrique durant son fonctionnement. Ce qui revient à garantir une bonne sûreté de fonctionnement. L'amélioration de ce critère pourrait être assurée par une redondance des moteurs électriques au sein d'un même système embarqué ou d'une multiplication du nombre de phases ce qui introduirait les machines multi-phases. En 1932, le Normandie constituait une application où la redondance est assurée avec ses quatre moteurs triphasés de 30 MW [12]. Plus tard, les machines multi-phases commencent à apparaître avec le développement des convertisseurs qui ont permis le fractionnement de la puissance dans les phases. Depuis les années 2000, ces machines sont de plus en plus étudiées.

Avant de détailler davantage l'état de l'art de ces machines, commençons par cadrer l'étude de la sûreté de fonctionnement et éclaircir les notions de défaut, défaillance, sécurité, fiabilité, disponibilité, tolérance aux pannes et maintenabilité.

## **1.3 Sûreté de fonctionnement des machines électriques**

### **1.3.1 Défauts et défaillances des machines électriques**

#### **1.3.1.1 Définition d'un défaut**

Avant d'évoquer le problème de sûreté de fonctionnement, il faut tout d'abord définir ce qui est un défaut et ce qui est une défaillance (panne).

Un défaut correspond à l'écart entre la caractéristique observée sur un dispositif et la caractéristique de référence.

Les défauts susceptibles d'apparaître sur un système convertisseur-machine peuvent être de diverses origines :

- Défauts au niveau du bobinage de la machine à savoir le circuit ouvert de certains bobinages, le court-circuit de type phase-phase ou phase-neutre de certains bobinages, court-circuit entre-spires d'un même bobinage.

- Défauts au niveau de l'onduleur : L'ouverture du circuit de certaines cellules de commutation de l'onduleur (similaire au circuit ouvert des bobinages), le court-circuit d'un certain nombre d'interrupteurs de l'onduleur.

Quand l'origine des défauts provient de l'onduleur, les travaux menés dans [13] pour des onduleurs triphasés sont aussi applicables pour des machines à nombre de phases plus élevé. Les auteurs proposent différentes topologies de connexion d'onduleur, dont :

- Une topologie à interrupteurs redondants basée sur l'ajout de fusibles et de triacs,
- Une topologie à double interrupteurs redondants avec un quatrième bras d'onduleur et deux thyristors et fusibles par bras d'onduleur,
- Une troisième topologie qui est une combinaison des deux premières,
- Une quatrième topologie qui est une configuration à deux onduleurs en cascade,
- Une topologie où le neutre de la machine est connecté à un bras supplémentaire de l'onduleur.

- Défauts d'ouvertures ou courts-circuits des connexions d'alimentation ou au niveau de l'alimentation elle-même.

- Défauts de courts-circuits au niveau des tôles magnétiques [14][15].

- Défauts des capteurs (courants, tensions, position ou vitesse). Dans [16], des méthodes de détection et d'isolation des défauts de capteurs des machines électriques sont proposées. Dans [17], les auteurs proposent des systèmes de commande actifs et tolérants aux défauts des capteurs de vitesse ou de courants pour des machines asynchrones dédiées à des véhicules électriques ou hybrides. Les systèmes proposés permettent de maintenir de bonnes performances de commande et assurent la douceur de transition d'une technique de commande à une autre.

- Défauts de contrôle qui pourrait être au niveau des consignes, des régulateurs de courant ou de vitesse ou bien au niveau du matériel dans lequel le programme de commande a été implémenté (dSPACE, FPGA, DSP,...)

- Défauts d'ordre mécanique (déséquilibre des arbres et des rotors, jeux mécaniques, défauts dans les roulements à billes ou à rouleaux, etc).

Parmi tous les défauts précédents, les défauts sur les enroulements statoriques sont considérés comme les types de défauts les plus fréquents dans les machines de faible et moyenne puissance. Tandis que les défauts sur les roulements sont les plus fréquents dans les machines de forte puissance (de 100kW à 1MW) car les contraintes mécaniques pour ces types de machines sont élevées [18]. Ces défauts de roulements peuvent être dus à des phénomènes de fatigue, à la perte de lubrification, la contamination du lubrifiant ou à cause d'une circulation de courants de fuite induits par les onduleurs à MLI [19].

Dans nos travaux de thèse, nous considérons uniquement les défauts sur les enroulements statoriques de type défauts d'ouvertures ou courts-circuits de phases. L'auteur dans [2] évoque quelques conséquences qu'il faudra prendre en compte lors de l'apparition de ces types de défauts. En effet, quand une phase est ouverte, le potentiel du point milieu d'un bras de l'onduleur n'est plus

contrôlé et la tension n'est plus imposée par l'onduleur. On se retrouve dans une situation de "générateur non contrôlé" (UnControlled Generator, UCG) [2]. Une solution consiste à déconnecter la phase en défaut et ceci en modifiant légèrement la structure de l'onduleur, comme proposée pour les défauts au niveau de l'onduleur.

### 1.3.1.2 Définition d'une défaillance

Il existe deux définitions fondamentales d'une défaillance (appelée aussi "panne") selon la norme internationale CEI-50 :

- C'est la perte de la faculté du système complet de remplir la fonction pour laquelle il a été conçu.
- C'est la perte de la faculté d'un élément du système d'assurer la fonction pour laquelle il a été conçu, sans pour autant compromettre la faculté du produit de fonctionner en tant qu'ensemble.

Par ces définitions, nous pouvons comprendre que la considération d'apparition d'une défaillance dépend du niveau d'exigence du cahier des charges. Par exemple, si dans une application embarquée, il est demandé que la machine produise un couple égal à  $T_n \pm 10\%$  avec une tolérance au niveau de l'ondulation allant jusqu'à 20% et des pertes Joule égales à  $P_j \pm 20\%$  (Fonction pour laquelle la machine a été conçue). Le système sera considéré défaillant (en panne) dès que les performances de la machine électrique ne sont pas conformes à ces spécifications. Dans ce cas là, il faut agir rapidement et améliorer le fonctionnement dans le but de rendre la machine disponible de nouveau. La machine fonctionnera de nouveau conformément aux exigences même si le défaut persiste. Elle sera dans ce cas "tolérante aux pannes". Si maintenant l'apparition d'un défaut impacte les performances tout en les gardant comprises dans les intervalles exigés (La fonction pour laquelle elle a été conçue est assurée), et si le défaut n'a pas de conséquences sur les autres éléments du système alors celui-ci ne sera pas considéré comme défaillant.

Pour un système machine-convertisseur, la probabilité qu'une défaillance apparaisse croît avec l'augmentation des organes utilisés. Ce nombre d'éléments est de plus en plus important dans les véhicules hybrides électriques ou véhicules électriques d'aujourd'hui qui deviennent de plus en plus sophistiqués pour répondre aux exigences des clients et garantir un bon niveau de confort et de luxe. Pour les applications à variation de vitesse dans la gamme 10kW-100kW, les machines industrielles ont un taux de panne de l'ordre de  $6.10^{-6}$  à  $7.10^{-6}$ /h [20]. Les données synthétisées et traitées par [20] sont basées sur des sondages effectués par d'autres travaux. Quant au taux de défaillance d'une cellule de commutation d'onduleur à IGBT avec sa commande rapprochée, il est estimé que sa valeur approchée est de l'ordre de  $10^{-5}$ /h [21]. Ceci montre que pour un système convertisseur-machine, la probabilité que le défaut survienne de l'onduleur est plus élevée.

Le concept de sûreté de fonctionnement définit l'étude de la fiabilité et la disponibilité des systèmes tout en évaluant les risques des défauts et leurs conséquences sur le fonctionnement et sur la sécurité en attendant l'étape de maintenabilité (la réparation). Dans le paragraphe suivant, nous commencerons d'abord par définir les différents aspects de sûreté de fonctionnement qui sont nécessaires pour comprendre la différence entre fiabilité, disponibilité et tolérance aux pannes. Par la suite, nous détaillerons divers moyens mis en œuvre pour pallier à la criticité de l'apparition de certains défauts.

### 1.3.2 Notions de sûreté de fonctionnement

Le but de la sûreté de fonctionnement c'est d'évaluer les risques potentiels, de prévoir l'occurrence des défaillances et de tenter de minimiser les conséquences des situations catastrophiques lorsqu'elles

se présentent. Plusieurs méthodes comme les méthodes d'analyse fonctionnelle telles que l'AMDEC (Analyse des Modes de Défaillance, de leurs Effets et de leurs Criticités) et les diagrammes de fiabilité sont actuellement étudiés pour l'analyse de la sûreté de fonctionnement d'un système [21]. Selon la norme CEI-50, la sûreté de fonctionnement est l'aptitude d'une entité à accomplir une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données.

Il existe plusieurs aspects de sûreté de fonctionnement. Celle-ci inclut la fiabilité, la disponibilité et la sécurité et la maintenabilité [22]. Les deux premières peuvent s'inscrire dans le domaine de la tolérance aux pannes. Commençons par définir ces différents termes.

### 1.3.2.1 Notions de sécurité

La sécurité fait référence à deux aspects différents. La sécurité au sens "Safety" en anglais correspond à un mauvais fonctionnement du système qui n'a pas d'incidence catastrophique sur son environnement. La sécurité (au sens "Security") souvent utilisée en informatique et télécommunications définit un système qui assure la confidentialité et l'intégrité des informations [22].

Dans ces travaux, nous considérerons que la sécurité des biens et des personnes est assuré et nous nous contenterons d'étudier la disponibilité et la tolérance aux pannes.

### 1.3.2.2 Notions de fiabilité, disponibilité, maintenabilité et tolérance aux pannes

La fiabilité est l'aptitude d'un système ou d'un composant à accomplir les fonctions prévues dans des conditions précises et pendant une période de temps spécifiée. En d'autres termes, c'est la probabilité que le système ne soit pas défaillant entre le temps 0 et le temps  $t$ . L'auteur dans [21] donne l'exemple d'un avion pour illustrer ce concept. Lorsqu'un avion décolle pour accomplir sa mission, le but du pilote c'est d'accomplir le vol selon le plan, en toute sécurité et sans apparition d'aucune panne. On définit ainsi le temps moyen jusqu'à l'apparition d'une défaillance par *MTTF (Mean Time To Failure)* (Figure 1.2). Le *MTBF (Mean Time Between Failure)* est le temps moyen entre deux défaillances consécutives.

La disponibilité, au contraire, est la mesure dans laquelle un système ou un composant est opérationnel et accessible lorsqu'on fait appel à lui. Il est en état de remplir sa fonction première dans des conditions données et à un instant donné. On définit la disponibilité instantanée par la probabilité  $A(t)$  que le système accomplisse un service correct à l'instant  $t$ . La disponibilité moyenne  $a = E(A(t))$  est une fraction moyenne du temps où le système est disponible (sur une période donnée) [22].

Réparer un système en panne c'est le remettre en état de rendre un service correct (conforme aux spécifications requises). On définit le temps moyen de réparation : *MTTR (Mean Time To Repair)*. Cela comprend le temps de diagnostic du problème et le temps de réparer le système. La maintenabilité est alors l'aptitude d'une entité à être maintenue ou rétablie dans un état dans lequel elle peut accomplir une fonction requise lorsque la maintenance est accomplie dans des conditions données.

L'Eq. 1.1 montre l'influence du *MTTR* sur la disponibilité. Autrement dit, si un système est long à réparer après une panne, sa disponibilité se dégrade.

$$disponibilité = \frac{MTTF}{MTTF + MTTR} \quad \text{Eq. 1.1}$$

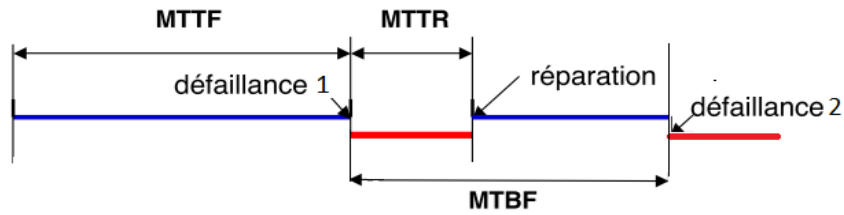


Figure 1.2. Notions de bases relatives à la sûreté de fonctionnement.

Nous avons souvent tendance à confondre la fiabilité et la disponibilité. Il est vrai qu'une haute fiabilité se traduit le plus souvent par une haute disponibilité, mais ceci n'est pas toujours vrai et l'inverse ne l'est pas non plus. Sur la figure 1.3, nous présentons un système fiable mais peu disponible et un système disponible mais peu fiable [22].

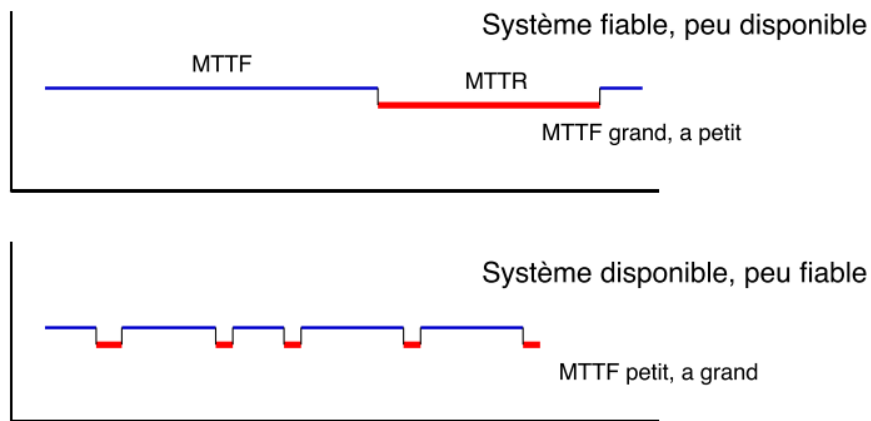


Figure 1.3. Différence entre fiabilité et disponibilité [22].

Pour des systèmes fortement critiques, une fiabilité élevée n'est pas toujours suffisante et il est alors nécessaire de pouvoir maintenir, en cas de panne, la disponibilité de la fonction réalisée. Ceci introduit la notion de tolérance aux pannes qui implique la capacité à assurer la mise en sécurité (au sens "Safety") par confinement des défauts [21].

Dans ce mémoire, on s'intéressera, en particulier, à l'aspect tolérance aux pannes qu'on définira, ici, comme étant la capacité à continuer le fonctionnement en présence d'un défaut ou d'une défaillance. On confondra, alors ici, les appellations défaut, défaillance et panne. La tolérance aux défauts d'ouvertures ou de courts-circuits de phases permettra alors une continuité de fonctionnement selon les spécifications requises et contribuera ainsi à l'amélioration de la disponibilité de la machine.

Nous pouvons améliorer la tolérance aux pannes par une redondance dans laquelle l'ensemble du système est répliqué une ou plusieurs fois pour une utilisation de réserve. Au lieu d'utiliser une machine classique avec trois phases connectées en étoile, nous pouvons augmenter le nombre de machines identiques ou le nombre d'étoiles. Ceci est la méthode dite "redondante". Cependant, ceci conduit à un encombrement et un coût importants. Dans certaines applications comme le transport, en



mettant l'accent sur l'aéronautique, le poids et la taille rendent les énormes redondances quasiment impossibles. La maximisation du couple et de la densité de puissance par rapport à la taille et au poids doivent être une priorité dans le cycle de conception.

Une deuxième alternative serait alors les machines à nombre de phases élevé [23]. Par une bonne gestion de la commande de ces machines en cas de pannes, nous pourrions soit garder les mêmes performances que celles du mode de fonctionnement normal (sain), soit maintenir des performances minimales mais acceptables pour un fonctionnement en mode dégradé ce qui rendrait la machine disponible pour accomplir sa fonction dans des conditions données.

## 1.4 Structures de machines tolérantes aux pannes

### 1.4.1 Machines redondantes

Dans le cas des machines redondantes, nous allons avoir des machines ou étoiles principales qui sont alimentées en fonctionnement normal sans défauts puis des machines ou étoiles redondantes alimentées dès l'apparition d'un défaut sur l'une des phases principales. Les machines ou les étoiles principales et redondantes sont alimentées indépendamment par des convertisseurs indépendants. Les deux onduleurs qui alimentent les étoiles peuvent être connectés à la même source ou à deux sources indépendantes comme illustré à la figure 1.4 [24]. Les deux structures d'alimentation permettent de fonctionner en mode sain et en cas de défauts. Les enroulements de ces machines sont le plus souvent alimentés de manière indépendante [2].

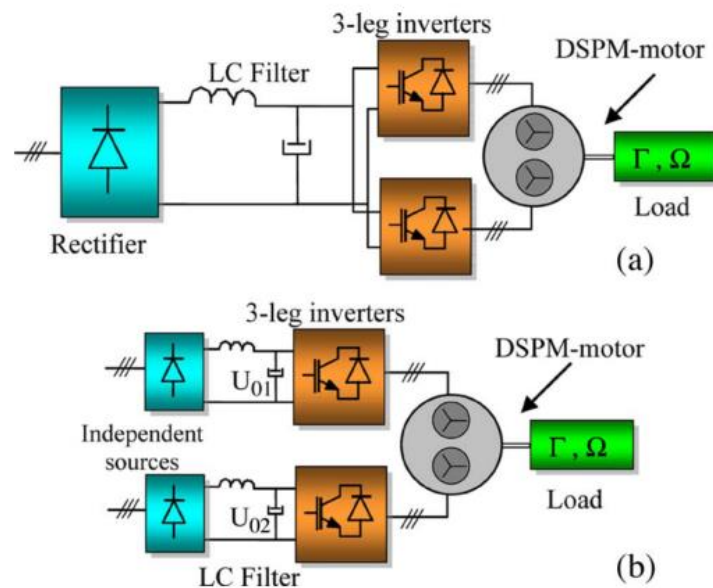


Figure 1.4. Moteur à aimants permanents double-étoile alimenté par deux onduleurs de tension connectés à (a) une source unique, (b) deux sources indépendantes [24].

Si nous prenons l'exemple de deux machines identiques, la connexion de ces deux machines peuvent être en série, en parallèle ou indépendante. Le système multi-moteur avec une connexion mécanique en parallèle ou en série est souvent problématique pour les applications embarquées dans lesquelles l'encombrement d'un système est limité. Nous présentons sur la figure ci-dessous un exemple d'une machine double-étoile. Cela revient à intégrer les deux machines en série ou en parallèle dans un seul encombrement, qui forme une machine unique mais avec deux étoiles indépendantes. Avec cette configuration, le système est beaucoup plus compact [25].

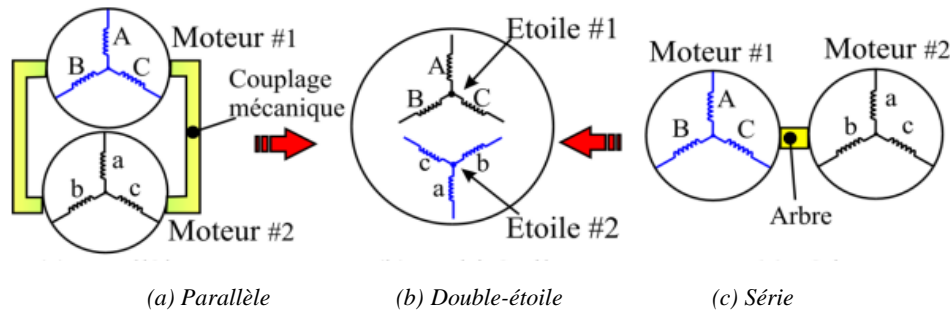


Figure 1.5. Transformation de la structure en série ou en parallèle (mécaniquement) à la structure double-étoile [25].

Le problème avec les machines multi-étoiles réside dans les couplages magnétiques entre les différentes bobines par le biais des mutuelles. Ceci est pénalisant quand un défaut apparaît sur une des bobines. Une des solutions consiste à opter pour un bobinage concentrique à simple couche. La notion de "simple couche" signifie que dans chaque encoche, les bobinages appartiennent à la même phase tandis que "double couche" veut dire que les bobinages dans la même encoche appartiennent à des phases différentes (les phases *spatialement-adjacentes*) (cf. Figure 1.6).

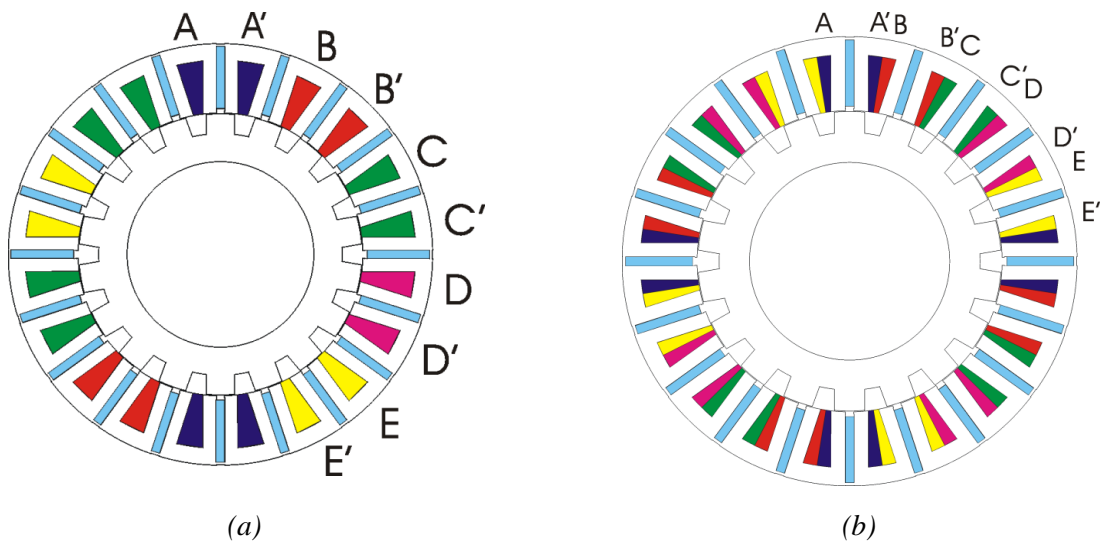


Figure 1.6. Machine pentaphasée à commutation de flux, (a) bobinage simple couche, (b) bobinage double couche.

En optant pour une structure à étoile redondante, différentes stratégies de commande peuvent être appliquées. La première consisterait à alimenter uniquement une étoile en mode sain (étoile principale). Lorsqu'une phase de l'étoile principale est ouverte, nous ouvrons toutes les phases de cette étoile et nous alimentons les phases de l'étoile redondante. Ceci permettra de minimiser l'ondulation de couple. L'inconvénient de cette méthode est qu'en mode sain, les pertes Joule sont élevées, car seule la moitié de la machine est utilisée. Une deuxième stratégie de commande consisterait à alimenter les deux étoiles en mode sain et dès qu'une phase est ouverte ou court-circuitée, nous pouvons minimiser l'ondulation de couple et les pertes Joule en contrôlant les autres courants dans les phases saines [24]-[26]. Ceci est similaire aux stratégies de reconfiguration développées pour les machines multi-phases que nous présenterons dans les paragraphes qui suivent.

### 1.4.2 Machines multi-phases

Un deuxième type de machines tolérantes aux pannes est celui des machines multi-phases. La définition exacte d'une machine multi-phases « machine à, au moins, deux courants indépendants ». Cette définition implique d'inclure aussi, au sein de cette famille polyphasée, toutes les machines diphasées et triphasées. Mais l'usage a fait qu'on réserve la désignation « polyphasées » aux machines à plus de 3 phases [27]. L'auteur dans [2] propose la définition suivante : Une machine électrique disposant d'un nombre  $n$  d'enroulements (ou phases), alimentée par  $n$  sources électriques indépendantes est dite polyphasée si, malgré les  $n$  couplages possibles entre enroulements, le nombre de degrés de liberté de l'association est supérieur ou égal à trois. Dans nos travaux de thèse, nous désignerons par machines multi-phases ou polyphasées toutes les machines à nombre de phases strictement supérieur à 3.

Les machines multi-phases ont récemment été largement étudiées en bibliographie pour plusieurs raisons qui seront citées dans le paragraphe suivant. Cependant, le choix du nombre de phases le plus adapté pour les applications nécessitant une certaine tolérance aux pannes n'a pas été souvent traité. Certains travaux [28][29] ont montré que le choix correct du nombre de phases est de quatre à sept, mais il ya des exemples dans la littérature de moteurs jusqu'à neuf phases [30]. Les auteurs dans [31] s'intéressent à la reconfiguration de machines  $n$ -phases quand une phase est ouverte. Ils montrent qu'avec leurs reconfigurations de commande, la machine quatre-phases n'est pas un bon choix car le courant dans la phase opposée est deux fois plus élevé que la valeur en fonctionnement normal. Dente dans [32] a conclu que l'augmentation du nombre de phases en multiple de trois, offre des avantages en termes de réduction de la taille des condensateurs de commutation et du pic de la tension de commutation. Les auteurs dans [33] ont montré que lorsque le nombre de phases est impair, les harmoniques d'espace du couple sont diminuées et ses ondulations sont alors réduites.

#### 1.4.2.1 Intérêt des machines multi-phases

La commande des machines à nombre de phases élevé possède plusieurs avantages par rapport aux machines à trois phases parmi lesquelles nous pouvons citer :

- La réduction de l'amplitude et l'augmentation de la fréquence des ondulations de couple ce qui permet potentiellement la réduction du bruit et des vibrations émis par la machine (confort amélioré). La machine polyphasée est donc une solution intéressante pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique [27].

- Le rapport couple sur pertes Joule est plus élevé que celui d'une machine équivalente triphasée.

- Une plus grande tolérance aux pannes. En effet, contrairement au système à trois phases, la perte d'une phase dans le système multi-phases n'empêche pas la machine de démarrer et de fonctionner. On a ainsi la possibilité de fonctionner en mode dégradé, en conservant une qualité de couple qui pourrait être acceptable. Celle-ci pourrait aussi être améliorée par rapport au mode en défaut par une gestion adéquate des courants des phases saines.

Cette question de la tolérance aux pannes est donc importante pour les systèmes embarqués. En effet, dans un même système et dans un volume limité, les fonctions électriques sont nombreuses et reliées entre elles, nous avons, alors, besoin de structures qui assurent une continuité de fonctionnement en cas de défauts.

- La réduction du courant par phase sans augmentation de la tension par phase. En effet, dans un système de commande de machines multi-phases, nous avons plus que trois enroulements logés dans le même stator de la machine électrique, et le courant par phase dans la machine est, de ce fait réduit.

- La diminution de la puissance de l'onduleur par phase, qui pourrait bien être une meilleure adéquation avec les semi-conducteurs disponibles de la technologie.

- Le fractionnement réduit le flux à vide vu par les phases ce qui permet d'appliquer des niveaux de tension plus faibles aux enroulements et éviter, ainsi, l'emploi de convertisseurs multi-niveaux [2].

D'autres avantages comprennent l'amélioration des performances du contrôle direct du couple en raison de l'augmentation du nombre de vecteurs de tension qui peuvent être appliqués [35]. Les auteurs détaillent dans [36][37] d'autres avantages des machines à nombre de phases élevé. Elles peuvent assurer une amélioration de la production de couple par injection d'harmoniques de courant. En effet, les courants peuvent être adaptés au profil des forces électromotrices qui sont riches en harmoniques dans les machines polyphasées.

Les auteurs dans [38] évoquent la possibilité de connecter les bobinages d'une machine cinq-phases à aimants permanents suivant trois possibilités : étoile, pentagone et pentacle (Figure 1.7). Ceci permet de choisir la configuration maximisant le couple en fonction de la vitesse (Figure 1.8). Les configurations où les tensions sont faibles sont adaptées pour un couple élevé et une faible vitesse, tandis que celles qui offrent des tensions élevées sont dédiées à la haute vitesse et des faibles niveaux de couple.

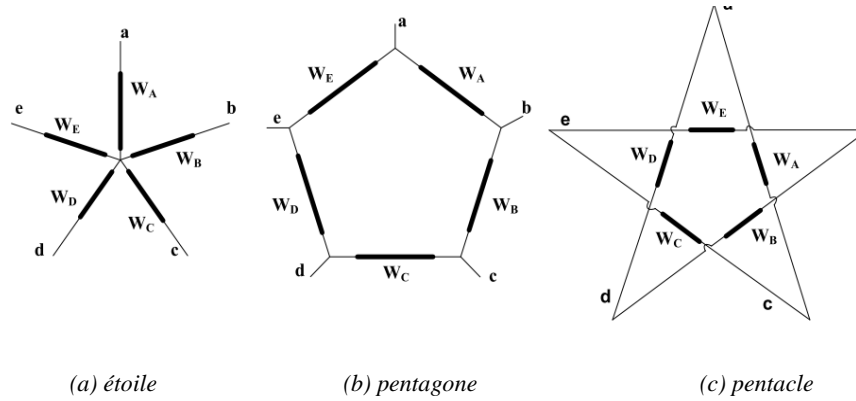


Figure 1.7. Différentes configurations de connexion des enroulements d'une machine cinq-phases [38].

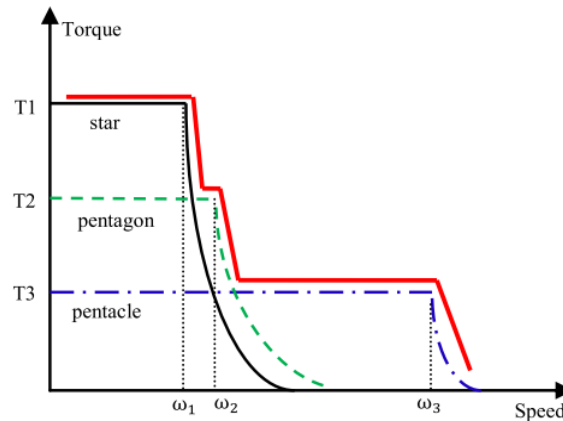


Figure 1.8. Caractéristique couple-vitesse pour différentes configurations de bobinage dans une machine pentaphasée [38].

Malgré ces avantages, on dispose aujourd'hui que de peu d'exploitation industrielle des structures polyphasées. En outre, ceci nécessite également de déterminer des nouvelles lois de commandes, souvent plus complexes que dans le cas triphasé. Nous nous intéresserons à l'état de l'art des lois de commande un peu plus tard dans ce chapitre. Pour l'instant, nous restons sur l'examen général de l'apport et des contraintes liées à l'utilisation des machines multi-phases.

### 1.4.2.2 Contraintes liées aux machines multi-phases

Même si les machines polyphasées offrent certains bénéfices par rapport aux structures classiques triphasées, il n'empêche que leur utilisation nécessite certaines précautions particulières. L'auteur dans [39] a démontré qu'en prenant l'exemple d'une machine sept-phases, il est possible d'augmenter le couple en exploitant les harmoniques de force électromotrice (f.e.m) 3 et 5 par l'alimentation de la machine avec des courants contenant ces harmoniques. Cependant, il est aussi possible de dégrader les performances (en termes de couple maximal ou d'ondulations de couple) par une mauvaise gestion de ces mêmes harmoniques.

Une autre contrainte quant à l'utilisation des machines multi-phases apparaît quand il s'agit de l'augmentation du nombre de connexions dû à l'augmentation du nombre de phases. Ceci pourrait augmenter la probabilité qu'un défaut apparaisse. Egalement, le coût de l'ensemble du système pourrait être plus élevé dans ce cas. Cependant, ceci n'est pas toujours vrai, surtout quand il s'agit de composants d'électronique de puissance à calibre plus faible et donc à coût plus faible que ceux d'un onduleur triphasé. Il y a donc un compromis à trouver sur cette question [27].

Malgré ces contraintes, ce type de machines reste très prometteur quant à l'amélioration de la sûreté de fonctionnement. On souligne donc ici l'intérêt de continuer le développement d'outils, qui contribuent à l'analyse de ces machines et de leurs lois de commande en modes de fonctionnement sain et dégradé.

Dans le paragraphe suivant, un état de l'art de la conception des machines multi-phases sera présenté.

### 1.4.3 Conception des machines multi-phases

Le développement de la conception des machines multi-phases est une thématique actuelle [40]. Les auteurs dans [40] ont présenté la forme des aimants permanents et l'allure des courants optimaux en y incluant le troisième harmonique. Ceci a permis d'augmenter le couple moyen d'une machine cinq-phases à aimants surfaciques sans détériorer l'ondulation de couple. Le couple moyen a été amélioré de 30% et la résistance à la démagnétisation est bien meilleure.

D'autres études se sont intéressées à la conception des machines polyphasées. Les machines asynchrones multi-phases ont été traitées dans [41]. Quant aux machines multi-phases synchrones à aimants permanents, elles sont parmi les machines polyphasées les plus étudiées [40][42][43] car ce sont celles qui permettent de satisfaire les systèmes embarqués au niveau de la production d'une densité de couple et de puissance élevées tout en assurant une certaine fiabilité et disponibilité. Un des inconvénients de ces machines reste sa vitesse limitée à cause de la présence des aimants permanents au niveau du rotor. D'où l'apparition des machines à commutation de flux [5] qui bénéficient des avantages des machines à reluctances variables et des machines synchrones à aimants permanents. Nous nous intéresserons dans ces travaux de thèse à ce type de machines que nous allons détailler dans le paragraphe suivant.

### 1.4.3.1 Conception des machines à commutation de flux

#### Présentation des machines à commutation de flux

Les machines synchrones à aimants permanents à commutation de flux (MCF) [5][35][44][45], ont suscité un intérêt considérable pour leurs hautes performances, pour la simplicité de leur rotor et pour leurs aimants statoriques. Les sources de champ magnétique dans une MCF à aimants permanents sont les aimants permanents et les bobinages d'induit qui sont tous les deux situés au stator. Nous montrons sur la figure 1.9, une structure d'une MCF triphasée.

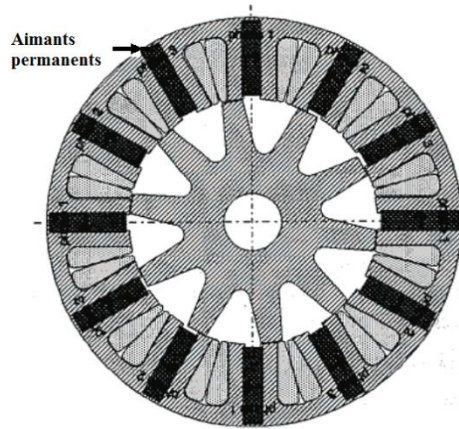


Figure 1.9. Machine synchrone triphasée à aimants permanents à commutation de flux [5].

L'utilisation d'aimants permanents à concentration de flux sur le stator donne lieu à de fortes inductions magnétiques d'entrefer, ce qui permet d'atteindre des densités de couple élevées. Les MCF sont également bien adaptées aux applications à haute vitesse vu que les aimants permanents et les enroulements sont situés au stator. Le rotor de ces structures, qui est similaire à celui utilisé dans des machines à réluctance variable, est simple et robuste. De plus, puisque le flux à vide d'une phase est bipolaire, la densité de couple peut être plus élevée que certaines machines comme la machine à aimants permanents 12/8 à double saillance et à flux unipolaire étudiée dans [46]. Plus de détails sur la machine à commutation de flux et son principe de commutation du flux magnétique seront présentés dans le chapitre 2 où nous présenterons les prototypes sur lesquels nous allons travailler.

Les différentes caractéristiques citées ci-dessus font des MCF des candidates intéressantes pour les applications embarquées où les contraintes mécaniques sont sévères. Ces MCF peuvent aussi assurer une bonne fiabilité et tolérance aux pannes si elles sont bien conçues. Les topologies possibles sont détaillées dans le paragraphe suivant.

#### Topologies des machines à commutation de flux

L'auteur dans [47] compare plusieurs topologies de MCF triphasée à aimants. La figure 1.10 (a) montre une machine conventionnelle triphasée, avec une bobine enroulée autour de chaque dent du stator et quatre bobines constituant une phase. Chaque encoche statorique contient des bobines de deux phases (bobinage double couche). Dans la seconde topologie ( $FT_1$ ) (Figure 1.10 (b)), chaque encoche statorique contient des bobines d'une seule phase et, ainsi, les dents sont alternativement bobinées (bobinage simple couche). La troisième machine (Figure 1.10 (c)) qui est désignée comme  $FT_2$ , est un développement ultérieur sur la conception tolérante aux pannes de la figure 1.10 (b) dans laquelle les aimants permanents sont retirés des dents non bobinées. Cette variante est utile afin

d'étudier les conséquences de la réduction du volume d'aimants permanents traduite par une réduction du coût. La conception finale de la machine,  $FT_3$ , représentée sur la figure 1.10 (d), sert à illustrer les possibilités d'utiliser des combinaisons différentes du nombre de dents rotoriques et statoriques car elle a 14 paires de pôles (l'équivalent de 14 dents) au rotor et 12 dents au stator. Il est important de noter que dans les deux  $FT_2$  et  $FT_3$ , les aimants doivent être magnétisés de telle façon que l'alternance de polarité est maintenue comme pour les deux autres topologies.

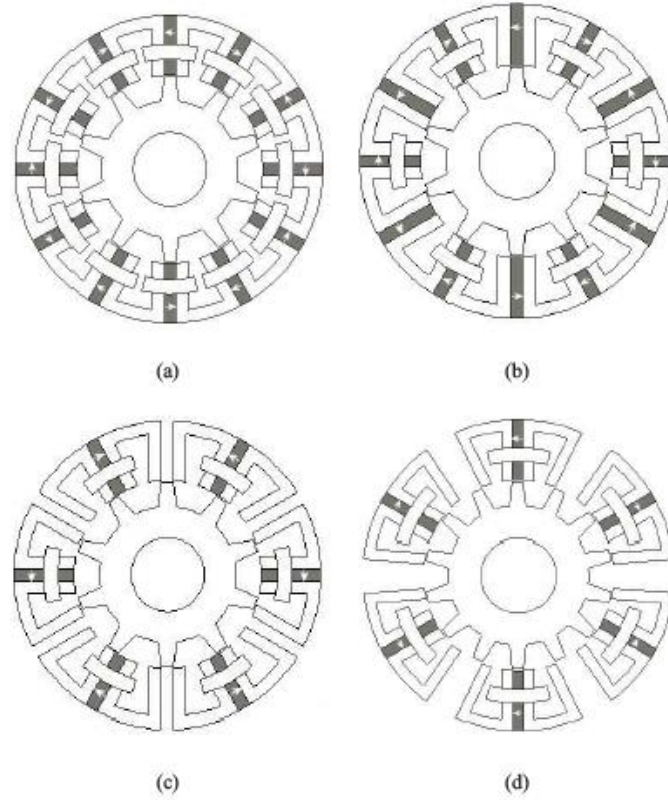


Figure 1.10. Topologies de machines : (a) MCF Conventionnelle, (b) MCF  $FT_1$ , (c) MCF  $FT_2$ , (d) MCF  $FT_3$  [47].

A.S. Thomas dans [35] montre qu'il existe une augmentation de l'ondulation de couple dans la structure à dents statoriques alternativement bobinées (Figure 1.10 (b)) par rapport à la machine conventionnelle (Figure 1.10 (a)) et qu'il y a une diminution du couple fourni en raison de la saturation du stator. En effet, les auteurs montrent que la réaction d'armature d'induit par encoche est 1/3 fois plus élevée pour la structure alternativement bobinée, à même Ampère.tours par phase. En adoptant la topologie à dents alternativement bobinées, un degré accru de la tolérance aux pannes peut être atteint par une isolation électrique des phases de la machine.

Un aspect important d'une machine conçue pour être tolérante aux pannes est qu'elle possède une inductance mutuelle faible de manière à minimiser les risques de propagation d'incident et une inductance propre relativement élevée pour limiter un court-circuit de phase.

Les tableaux 1.1 et 1.2 exposent les ordres de grandeurs des inductances propres et mutuelles et du couple pour les différentes topologies ci-dessus.



Tableau 1.1. Inductance propre et mutuelle [47].

	Conventionnelle	FT <sub>1</sub>	FT <sub>2</sub>	FT <sub>3</sub>
L <sub>a</sub> (mH)	0.205	0.428	0.425	0.405
M <sub>ab</sub> (mH)	-0.099	-0.038	0.027	0.024
M <sub>ab</sub> /L <sub>a</sub> (%)	48.2	8.9	6.4	5.9

Tableau 1.2. Couple moyen et ondulation de couple [47].

	Conventionnelle	FT <sub>1</sub>	FT <sub>2</sub>	FT <sub>3</sub>
Couple moyen (Nm)	2.57	2.53	1.87	2.08
Ondulation de couple (Nm)	0.22	1.19	1.32	0.52
Ondulation (% du couple moyen)	8.6	47.0	70.6	25

D'après ces résultats, on peut remarquer que la machine conventionnelle est la meilleure du point de vue de l'ondulation du couple et les topologies  $FT_1$ ,  $FT_2$  et  $FT_3$  sont les mieux adaptées pour la non-propagation des défauts. Dans notre étude, le choix portera sur la première topologie (la machine conventionnelle) car c'est le prototype dont nous disposons au laboratoire SATIE. Toutefois, il faut que le potentiel de celle-ci soit bien exploité pour qu'elle soit aussi adaptée aux exigences actuelles dont une certaine sûreté de fonctionnement et tolérance aux pannes.

Après avoir présenté les MCF qui sont de plus en plus abordées dans la littérature pour des applications à haute vitesse, nous revenons alors sur l'état de l'art des MCF multi-phases. Plusieurs études se sont intéressées aux MCF polyphasées d'un point de vue conception soit pour une analyse de performances en fonction de la géométrie soit pour une conception qui soit tolérante aux pannes. Dans [48], les auteurs présentent une machine linéaire à commutation de flux. Les paramètres géométriques sont optimisés pour maximiser le couple produit. Les courants sont aussi optimisés pour diminuer les ondulations en mode sain jusqu'à 0.5% du couple moyen.

### Synthèse

Dans cette partie, nous avons présenté quelques travaux qui se sont intéressés à la conception des machines multi-phases en présentant brièvement les différentes structures abordées dans la littérature. Nous avons porté un intérêt particulier aux nouvelles machines récemment étudiées pour les applications embarquées (les MCF). Les structures et topologies multi-phases de ces machines font partie des thèmes d'actualité en recherche sur les machines tolérantes aux pannes [50].

Dans la dernière section de ce chapitre, le choix d'une structure de machine multi-phases sera effectué mais avant d'y parvenir, nous continuons sur les machines polyphasées. Nous présentons dans les paragraphes suivants l'état de l'art de leurs modélisations et commandes en modes de fonctionnement sain et dégradé.



## 1.5 Modélisation et commande des machines multi-phases en mode sain

Depuis les années 80, des progrès ont été effectués dans la modélisation, la commande et l'alimentation des machines surtout avec le développement de l'électronique de puissance. Les outils de modélisation des machines polyphasées sont de nos jours bien maîtrisés [51].

Au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP), l'étude des machines polyphasées basée sur la généralisation du formalisme vectoriel a été entreprise depuis l'année 2000 [52]. Cette méthode permet de simplifier les équations de fonctionnement des machines associées à leurs convertisseurs dont les variables sont couplées dans la base naturelle  $abc$ . Elle met en évidence des bases de sous espaces vectoriels orthogonaux et donc découplés. Le passage de la base naturelle à la base de découplage est obtenu par la transformation de Concordia généralisée [51][52]. Toutes les grandeurs vectorielles de dimension  $n$  des machines multi-phases, se décomposent alors en sous-espaces qui sont assimilés à des machines fictives. Nous pouvons alors classer les machines fictives comme suit (Tableau 1.3) :

- " $M_0$ " est la machine fictive homopolaire. L'indice 0 désigne le rang d'harmonique le plus faible projeté dans cette machine.

- " $M_1$ " est la machine fictive principale. Elle est diphasée et l'indice 1 désigne le rang d'harmonique le plus faible projeté dans cette machine.

- " $M_2$ " est la machine fictive secondaire. L'indice 2 désigne le rang d'harmonique le plus faible projeté dans cette machine.

Ainsi de suite jusqu'à la machine fictive de rang  $k$  le plus élevé.

Tableau 1.3. Répartition des harmoniques dans les machines fictives suivant le nombre de phases total [2].

Nombre de phases	3	5	7
Machine $M_0$	0, <u>3</u> , 6, 9,...	0, <u>5</u> , 10, 15,...	0, <u>7</u> , 14, 21,...
Machine $M_1$	<u>1</u> , 2, 4, 5, 7, 8,...	<u>1</u> , 4, 6, 9, 11, 14,...	<u>1</u> , 6, 8, 13, 15, 20,...
Machine $M_2$	-	2, <u>3</u> , 7, 8, 12, 13,...	2, <u>5</u> , 9, 12, 16, 19,...
Machine $M_3$	-	-	<u>3</u> , 4, 10, 11, 17, 18,...

En règle générale, l'alimentation et la structure des machines sont telles qu'aucun harmonique de rang pair n'apparaît dans les décompositions de Fourier. Dans ce cas, le rang de la fréquence fondamentale des machines fictives est repéré en caractère souligné et en gras dans le tableau 1.3 [2]. La machine principale  $M_1$  produit l'essentiel du couple. En se projetant dans les autres machines fictives, la f.e.m. se combine avec les harmoniques de courant pour produire un couple supplémentaire qui s'ajoute à celui de  $M_1$ . Cette idée a été utilisée dans [57] en utilisant la machine  $M_3$  d'une machine heptaphasée pour augmenter le couple total à pertes Joule constantes.

Par cette représentation, les machines polyphasées entrent dans le cadre des systèmes multi-machines (SMM) [53]. La Représentation Énergétique Macroscopique (REM) est un outil visuel qui complète et synthétise cette représentation des systèmes [54].

D'autres travaux ont suivi la même formalisation vectorielle et se sont intéressés à la modélisation et à la commande des machines polyphasées, dont les travaux de [2][27][55]-[57]. Dans [58], le système multimachine-multiconvertisseur a été aussi développé pour décomposer la machine polyphasée en machines fictives équivalentes [59]. Un simple contrôle consiste à alimenter chaque machine fictive avec un courant qui ne contient qu'un seul harmonique. Une machine cinq-phases est alors alimentée par des courants avec le troisième harmonique en plus du premier. Ceci a permis à Toliyat dans [60] d'accroître le couple produit de 10% à pertes Joule fixées.

Dans ce travail de thèse, les modélisations qui seront développées sont une modélisation analytique décrite par la méthode des équations traduisant des circuits électriques dans le repère *abcde*, ainsi qu'une modélisation par la méthode des Eléments Finis en deux dimensions (EF 2D). Nous avons élaboré aussi une troisième modélisation analytique de la machine et de sa commande (asservissement de vitesse et de courants) sur Matlab en se basant sur une représentation d'état dans le repère *abcde*. Ce modèle est non linéaire et à pas variable résolu par des solveurs d'équations différentielles. Les résultats de ce modèle ne seront pas détaillés dans ce mémoire et nous nous limiterons aux deux premiers : le modèle analytique utilisé pour une optimisation des références de courant en cas de défauts et le modèle EF 2D avec le prototype expérimental pour une validation des résultats.

## 1.6 Modélisation et commande des machines multi-phases en mode dégradé

Dès qu'un défaut apparaît dans la machine et avant de reconfigurer la commande et procéder au fonctionnement en mode dégradé, la détection du défaut doit être suivie d'un diagnostic permettant d'identifier le type de défaut. Ceci est suivie de la dite "décision" garantissant la sécurité des personnes puis de l'équipement. Enfin, une amélioration de la disponibilité par le biais de la reconfiguration de la commande peut alors avoir lieu en vue de continuer le fonctionnement du système en mode dégradé et d'optimiser les performances de la machine électrique tel que le couple. En effet, dans le cas de perte de phases, l'alimentation n'est plus équilibrée, le champ tournant qui en résulte n'est plus circulaire. Les harmoniques d'espace ainsi produits génèrent les ondulations de couple. Suivant les spécifications requises sur l'ondulation de couple et sur le niveau du couple moyen, la perte de l'une des phases peut être admise sans reconfigurer la commande.

La figure 1.11 récapitule toutes ces étapes allant de la détection jusqu'aux nouvelles lois de commande ou l'arrêt de la machine.

Plusieurs techniques de détection et diagnostic des défauts dans les machines électriques ont été proposées en littérature. Dans [61], l'auteur présente un état de l'art des différentes signatures des courants statoriques qui permettent d'identifier les défauts dans une machine asynchrone. Dans [62], les auteurs analysent les raies spectrales de l'induction magnétique à l'extérieur d'une machine asynchrone. Ces raies sont sensibles aux défauts de courts-circuits statoriques. L'analyse a été validée en régime permanent et à vitesse variable. Dans [63][64], des méthodes de détection de défauts de bobinage basées sur la surveillance des courants ou du champ magnétique dans l'entrefer, ont été proposées pour des machines synchrones à aimants permanents.

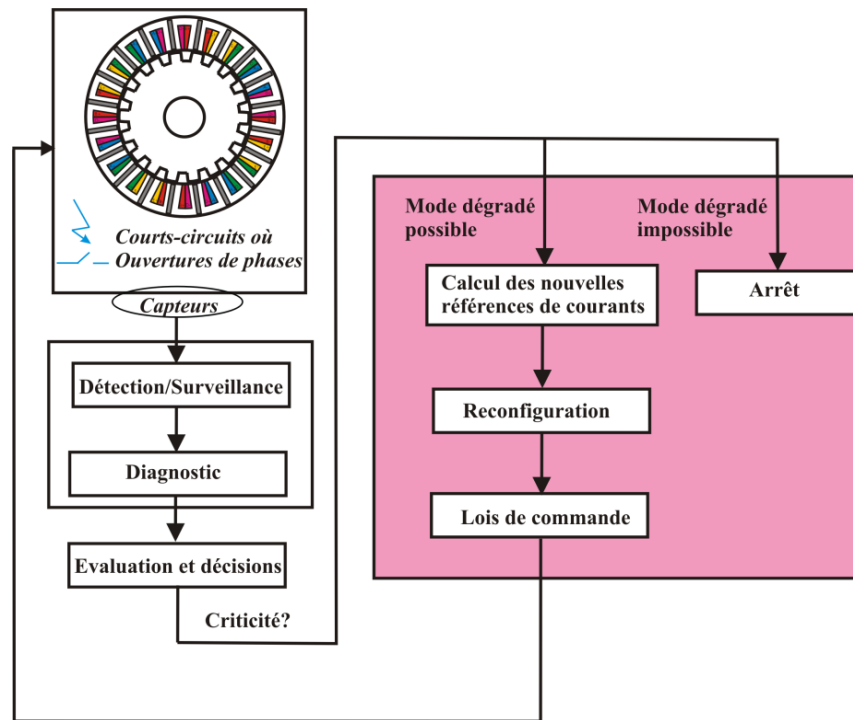


Figure 1.11. Etapes de surveillance et reconfiguration d'une machine suite à l'apparition de défauts.

Suite à la détection d'un défaut de phases sur une machine polyphasée, plusieurs stratégies de commande ont été étudiées pour améliorer la disponibilité de celle-ci. Pour cela, il faut, tout d'abord avoir un modèle de la machine pour reproduire le comportement de celle-ci et pour que les reconfigurations élaborées soient testées. Ensuite, il faut que la reconfiguration développée soit à la fois rapide (MTTR faible) et efficace. L'efficacité signifie une reconfiguration qui permet la continuité de fonctionnement de la machine en mode dégradé avec une qualité de performances acceptables. Les performances acceptables sont définies par le cahier des charges et dépendront de l'application. Nous nous fixerons dans le chapitre 3 des niveaux de performances minimales requises.

Le fonctionnement tolérant aux ouvertures des phases a été discuté dans de nombreux articles [23][24][31][65]-[79]. Dans [23][31][65][72]-[75][78]-[81], il a été étudié pour les machines synchrones à aimants permanents. Dans [68], une comparaison entre les machines à aimants permanents et les machines à reluctance variable est présentée. Dans [76][77], les auteurs se sont intéressés aux machines asynchrones tolérantes aux pannes et dans [44][66][83], les auteurs ont introduit les MCF tolérantes aux pannes. Dans [84], une étude comparative de différents correcteurs pour la commande optimale avec défauts d'une machine pentaphasée est proposée. Plusieurs travaux se sont intéressés aux défauts de courts-circuits partiels et complets dans les phases des machines électriques [25][85]. Dans [86]-[88], les auteurs se sont intéressés aux machines synchrones à aimants permanents tolérantes aux pannes sous défauts de courts-circuits statoriques.

Pour élaborer la commande d'une machine polyphasée en mode dégradé, un modèle de comportement en défaut doit, tout d'abord, reproduire le fonctionnement de la machine. Trois approches ont été observées dans la littérature : maintenir le modèle élaboré lorsque l'alimentation est saine (modèle dans la base naturelle  $abc$ ) ou considérer un modèle de machine dissymétrique disposant de moins de phases (modèle dans la base de découplage) ou bien considérer une modélisation vectorielle valable en modes sain et dégradé.

### 1.6.1 Modélisation et commande dans la base "abc"

Dans le cas de la première approche citée dans le paragraphe précédent (modélisation dans *abc*), il faut calculer les nouvelles références des courants qui permettent d'améliorer les performances telles que le couple et de réduire d'autres critères tels que le courant homopolaire et les pertes Joule.

Plusieurs méthodes de calcul analytique ont été élaborées. Elles sont souvent indépendantes de la forme des courants optimaux, ce qui permet au contrôle d'être appliqué à des machines multi-phases à f.e.m quelconques. Le suivi de ces consignes, dont les variations temporelles sont parfois très rapides, n'est pas toujours compatible avec la bande passante des correcteurs et de l'alimentation. Le choix se porte alors généralement sur des correcteurs rapides comme les correcteurs à hystérésis. Leur mise en œuvre est certes simple, mais la fréquence de commutation des interrupteurs devient variable ce qui augmente la pollution harmonique au détriment des critères CEM.

Pour générer les références des courants optimaux, plusieurs méthodes de calcul sont utilisées. Dans [24], une méthode pour filtrer les ondulations de couple est proposée pour une machine synchrone à aimants permanents à double étoile dans des conditions d'ouvertures de phases. Les deux phases restantes de l'enroulement défectueux sont alimentées de façon à suivre une référence de courant minimisant les pertes. Pour réduire les ondulations de couple, la somme des composantes du courant de l'axe  $q$  est contrôlée à une référence constante. Pour minimiser les pertes Joule, la composante de l'axe  $d$  de l'étoile saine est forcée à zéro. Cela a permis de bien réduire les ondulations et minimiser les pertes à basse et haute vitesse.

Dans [89], l'auteur s'intéresse aux génératrices synchrones pentaphasées à aimants permanents à f.e.m sinusoïdales et utilisées dans les générateurs hydroliens. En cas d'ouvertures de phases, il contrôle le champ tournant principal et son déphasage par rapport au flux rotorique dans le but d'obtenir un couple constant. Ensuite, il prend en compte des limites en courant et en tension liées au convertisseur, ce qui l'amène à réduire le couple à partir d'une certaine vitesse par défluxage de la machine. La solution des courants optimaux garantit une production de couple sur toute la plage de vitesse. Néanmoins, sa valeur moyenne reste faible et ceci est dû au fait que la contrainte en courant est atteinte.

Les travaux des auteurs dans [80][81] sont basés sur un calcul analytique pour la reconfiguration des courants des phases saines d'une machine cinq-phases à aimants surfaciques. Quand une phase est ouverte, la machine est modifiée en une machine quatre-phases équilibrée en changeant les courants des phases saines. Le troisième harmonique de courant est aussi utilisé pour l'alimentation des phases saines dans le but de supprimer le quatrième harmonique du couple qui apparaît en cas d'ouvertures de phases. Ceci étant sous conditions de défauts de phases, défauts de correcteur ou saturation des courants.

Plusieurs algorithmes d'optimisation non-linéaires sont également utilisés pour calculer les courants optimaux en défaut. A la connaissance des auteurs, en littérature, l'algorithme le plus utilisé dans ce contexte est l'algorithme de Lagrange [31][70][73][75][78][79]. Les auteurs construisent une fonction de Lagrange pour résoudre un problème d'optimisation (produisant en cas d'ouvertures de phases, un couple électromagnétique sans ondulation avec un minimum de pertes ohmiques). Cet algorithme fait partie des algorithmes déterministes basés sur le gradient et pouvant alors converger vers un minimum local.

Dans [72], l'algorithme de Lagrange est proposé pour atténuer l'effet des défauts d'ouvertures et de courts-circuits de phases. Dans le cas de courts-circuits, les auteurs de [72] ont ajouté, dans la

technique de commande, une contrainte d'optimisation supplémentaire dans le but de maintenir le flux dans la phase court-circuitée égal à zéro, comme suit :

$$L^T \cdot i + \phi_{0k} = 0 \quad \text{Eq. 1.2}$$

$L$  est le vecteur contenant l'inductance propre de la phase  $k$  en défaut et les inductances mutuelles entre cette phase et les autres phases,  $i$  est le vecteur des courants de la machine et  $\phi_{0k}$  est le flux à vide dans la phase  $k$ .

Un flux constant ou nul garantira une f.e.m induite nulle dans le bobinage et donc aucun courant n'y circulera. Les composants de puissance commandant la phase en défaut doivent aussi être éteints.

La figure 1.12 montre un schéma d'une commande optimale tolérante aux pannes d'une machine  $n$ -phases à aimants permanents. Les références des courants optimaux sont calculées par l'algorithme de Lagrange.

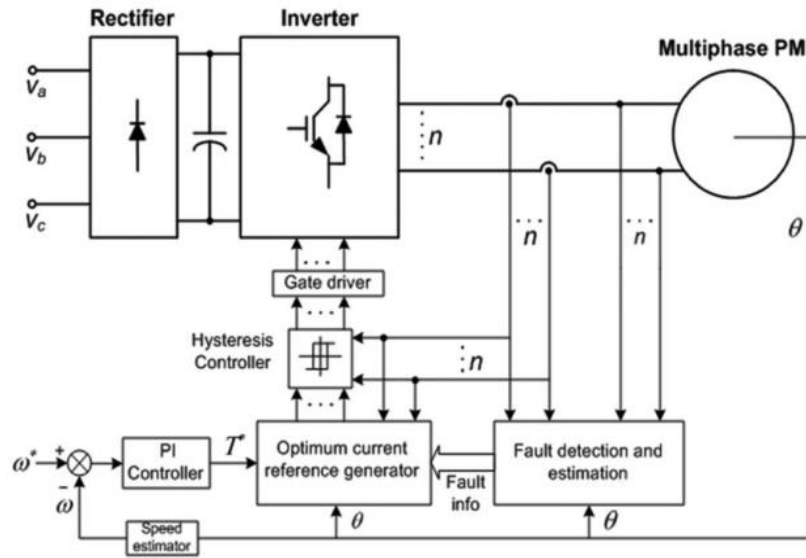


Figure 1.12. Schéma de la commande optimale tolérante aux pannes proposée pour une machine  $n$ -phases à aimants permanents [75].

Les méthodes d'optimisation déterministes telles que le calcul du gradient ou la méthode de quasi-Newton sont des outils pour résoudre des problèmes d'optimisation locaux. Dans l'ingénierie du génie électrique, les problèmes ne présentent généralement pas de propriété convexe [90][91]. Dans les méthodes de calcul des courants optimaux basées sur l'algorithme de Lagrange que nous avons citées ci-dessus, la dérivée partielle de la fonction  $f$  contenant tous les objectifs et toutes les contraintes à minimiser, est effectuée. Rien ne garantit que la solution soit un minimum global du problème. Les courants optimaux ne peuvent pas, dans ce cas, être déduits à partir d'un comportant local de la fonction  $f$ . De plus, la plupart des problèmes que nous rencontrons sont des problèmes d'optimisation globaux [92]. C'est un synonyme de phénomène fortement non linéaire. En effet, le critère d'optimisation  $f$  que nous minimisons peut être multi-extremum (non-convexe), non-différentiable ou mal-conditionné, etc.

Les algorithmes non-déterministes sont, alors, convenables pour les fonctions non-convexes et permettent d'éviter le risque de converger vers une solution minimale locale. Un autre avantage important des algorithmes non-déterministes est qu'ils sont multi-objectifs et multi-contraintes. Ainsi,

un algorithme non-déterministe sera choisi dans nos travaux et plus précisément l'Algorithme Génétique (NSGA II). Les algorithmes génétiques sont différents des autres méthodes d'optimisation pour plusieurs raisons [91] :

- Ils opèrent sur une population de points dans l'espace et non seulement sur un point,
- Ils travaillent avec une chaîne codée représentant les paramètres, et non les paramètres eux mêmes,
- Ils utilisent la fonction objectif elle-même et non pas des produits dérivés,
- Leurs règles de transition sont probabilistes et non-déterministes,

Il existe trois opérateurs fondamentaux impliqués dans le processus de recherche d'un algorithme génétique : la sélection, le croisement, et la mutation. Dans la première étape, les fonctions objectifs et les contraintes sont calculées pour chaque individu (un individu est défini par l'ensemble des paramètres à optimiser). Les individus les plus adaptés sont sélectionnés et passent à l'étape de croisement ou reproduction. De nouveaux individus (enfants) sont alors formés. Ensuite, les chromosomes de ces individus (les paramètres à optimiser) peuvent subir une mutation (une modification) aléatoire. La mutation sert à éviter une convergence prématurée de l'algorithme. Par exemple lors d'une recherche d'extremum, la mutation permet d'éviter la convergence vers un extremum local. Le cycle est répété pour un nombre limité de génération permettant d'aboutir aux individus optimaux.

### 1.6.2 Modélisation et commande dans des repères " $dq$ "

La deuxième approche de synthèse de la commande est effectuée dans des repères  $dq$  similaires à Park permettant de fixer des consignes de courant constantes en mode dégradé. Les correcteurs PI sont ainsi adaptés pour l'asservissement des courants. Cependant, cette solution est favorable essentiellement pour les machines à f.e.m. sinusoïdales. L'auteur dans [93][94] applique l'approche à une machine pentaphasée. Quand une phase est ouverte, la propriété d'orthogonalité entre les espaces  $d_1q_1$  et  $d_3q_3$  (relatifs aux machines fictives  $M_1$  et  $M_2$ ) disparaît et une ondulation du couple est créée. L'idée consiste alors à représenter tous les harmoniques du courant et de la tension qui peuvent encore contribuer au couple d'une manière positive, comme des grandeurs continues même en présence de défauts asymétriques. La transformation adéquate est alors établie pour fixer des références constantes lors de la gestion du mode dégradé.

D'autres approches basées sur de la modélisation et la commande vectorielle des machines multiphasées ont été proposées. L'auteur dans [2] établit un modèle unique valable en mode normal et en mode dégradé permettant d'éviter le nombre élevé de références de courant ou de modèles de machines suivant les cas de défaut. Cette modélisation est une modélisation vectorielle dans les bases de découplage fondée sur des outils vectoriels en dimension quelconque et elle est basée sur de la REM d'un entraînement contenant une machine décomposée en machines vectorielles. Elle permet d'écrire les grandeurs indépendamment d'une base de représentation et des repères associés.

La reconfiguration de la commande ou le re-calcul des références de courant peut se faire de deux manières : Soit par un calcul global des références ou par un calcul dans les machines fictives. Dans la première méthode, la détermination des références de courant est réalisée dans les deux modes de fonctionnement, en tenant compte du nombre de degrés de liberté disponibles pour contrôler la machine. Elle utilise des propriétés vectorielles évitant de spécifier les bases et les repères. L'autre méthode s'appuie sur les machines fictives dans les bases découplées où la reconfiguration en cas de

défaut est limitée à une ou plusieurs machines fictives. Cela nécessite une commande numérique en temps réel qui est puissante.

## 1.7 Cadre d'étude : Machine cinq-phases à commutation de flux en modes sain et dégradé

Un large choix de machines multi-phases avec différentes conceptions, différents modèles et commandes en modes sain et dégradé a été détaillé dans les paragraphes précédents. Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous fixons notre choix sur un type de machines dont nous disposons au laboratoire SATIE : Une MCF à cinq-phases avec 20 dents statoriques et 18 dents rotoriques. Celle-ci sera comparée dans le chapitre suivant à une MCF triphasée équivalente avec 12 dents statoriques et 10 dents rotoriques. Elles ont les mêmes diamètres externes et d'entrefer et les mêmes types de matériaux. Le volume de fer et la surface d'encoche sont différents vu que les deux machines n'ont pas le même nombre de phases. Les plans de fabrication des stators et des rotors sont présentés sur les figures 1.13 et 1.14.

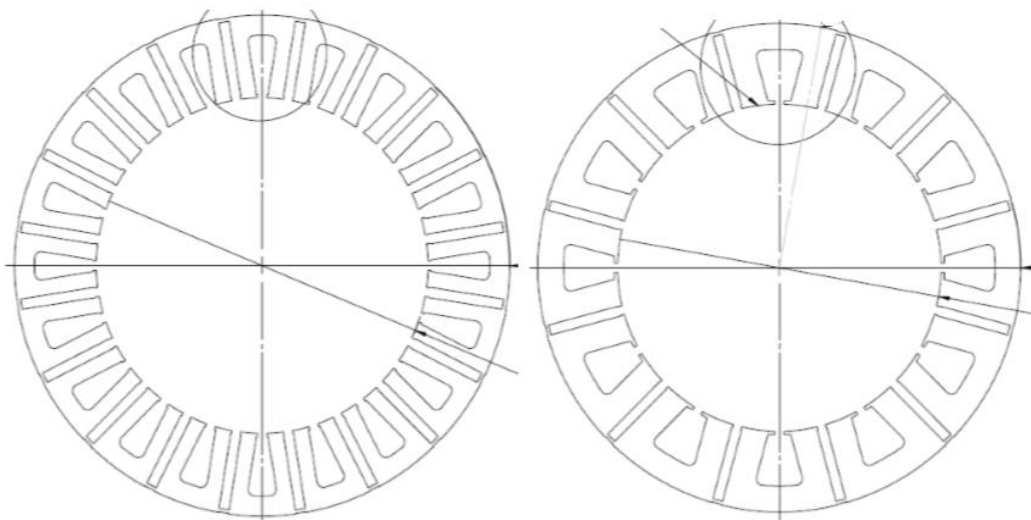


Figure 1.13. Plans de fabrication du stator de la machine à cinq phases (gauche) et à trois phases (droite).

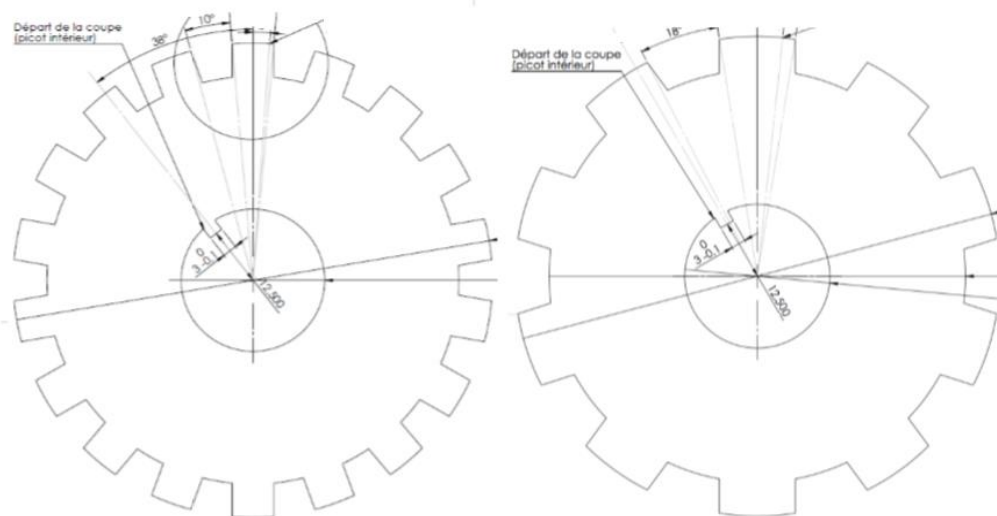


Figure 1.14. Plans de fabrication du rotor de la machine à cinq phases (gauche) et à trois phases (droite).

Nous nous intéresserons dans le troisième et quatrième chapitre à la modélisation et à l'élaboration de stratégies de commande tolérante aux ouvertures et courts-circuits de phases de la MCF pentaphasée. Les modèles en mode sain et en mode dégradé sont les mêmes et sont élaborés dans la base naturelle *abcde*. Il s'agit, d'une part, d'un modèle analytique avec des équations décrivant les circuits électriques de la machine et, d'autre part, d'un modèle EF 2D dont les paramètres ont été calés avec le prototype expérimental. Le modèle analytique servira à analyser le comportement en modes sain et dégradé et à calculer les références des courants optimaux. Ces courants seront injectés dans le modèle EF 2D pour vérifier les performances de la machine.

La commande est une commande en courant qui nous assure l'injection de courants sinusoïdaux et déphasés de  $2\pi/5$ . Dès l'apparition d'un défaut sur une des phases de la machine, les nouvelles références des courants des phases saines seront calculées analytiquement puis à partir d'un algorithme d'optimisation non-déterministe, multi-objectifs et multi-contraintes. Comme évoqué dans le paragraphe 1.6.1, cet algorithme non-déterministe permettra d'éviter les minima locaux, contrairement aux algorithmes utilisés dans la littérature pour la reconfiguration des références de courant.

La base de données des reconfigurations possibles pourrait être intégrée dans un Hardware pour agir en temps réel sur les références des courants. Une deuxième possibilité consisterait à implémenter tout le modèle de reconfiguration comprenant le modèle analytique de la machine et l'algorithme d'optimisation pour effectuer les calculs en temps réel. Dans ce cas, il faudra alléger le modèle ou diminuer la précision au profit du temps de calcul.

## 1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art des exigences des applications industrielles d'aujourd'hui et dont les applications embarquées nécessitant une tolérance aux pannes, a été présentée. Les machines électriques largement étudiées pour ce genre d'application ont, tout d'abord, été détaillées. Nous avons, par la suite, présenté les différents défauts possibles et les différentes notions liées à la sûreté de fonctionnement d'un système. Une des solutions pour améliorer la tolérance aux pannes des machines électriques est d'utiliser des machines à étoiles redondantes ou des machines multi-phases. Les machines polyphasées ont été, dans ce contexte, exposées. Nous avons aussi présenté l'état de l'art de leurs modélisations et leurs commandes, ce qui nous a permis de positionner encore plus nos travaux de thèse dans lesquels une analyse et une caractérisation des défauts de bobinage d'une MCF cinq-phases seront effectuées. Des modélisations analytiques et EF 2D et des reconfigurations des courants en mode dégradé seront également proposées.





## **Chapitre 2 Etude d'une machine pentaphasée à commutation de flux : Comparaison à une machine triphasée**

---

### **2.1 Introduction**

De nos jours, les machines triphasées sont largement étudiées et efficacement employées. Une machine avec trois phases sinusoïdales équilibrées est la configuration minimale qui permet d'avoir une puissance active instantanée constante et ainsi de minimiser le nombre de composants d'alimentation et de commande. Néanmoins, avec les progrès et le développement de l'électronique de puissance, le gap entre les machines triphasées et les machines multi-phases se restreint.

Les machines polyphasées présentent, également, des caractéristiques particulièrement attractives. Tout d'abord, l'augmentation du nombre de phases permet de réduire l'ondulation du couple électromagnétique qui peut être généré quand il s'agit de f.e.m riches en harmonique et d'une alimentation en courants sinusoïdaux, en fonctionnement normal (sain). Ceci est donc intéressant pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire et acoustique. Ensuite, la multiplication du nombre de phases implique un fractionnement de la puissance, ce qui diminue les contraintes de dimensionnement sur les composants d'électronique de puissance alimentant chaque phase. Ceci est intéressant pour les applications de très forte puissance comme les applications éoliennes [95]. Enfin, une caractéristique qui nous intéresse particulièrement dans ce travail est la tolérance aux pannes des machines polyphasées. Contrairement à la machine triphasée classique, la perte d'une phase dans le système multi-phases n'empêche pas la machine de démarrer et de fonctionner. On a ainsi la possibilité de fonctionner en mode dégradé, en conservant une qualité de couple acceptable. La question de la tolérance aux pannes est fondamentale pour les applications devant garantir une

excellente continuité de service dont les applications critiques telles que les applications avioniques ou maritimes.

Nous nous intéressons ainsi dans ce chapitre à une étude comparative entre une machine à nombre de phases élevé (en l'occurrence cinq-phases) à commutation de flux (MCF) et une machine équivalente triphasée.

Dans une première partie, nous commencerons par rappeler le principe des machines à commutation de flux dont l'état de l'art a été détaillé dans le chapitre précédent. Ensuite, nous allons présenter une modélisation par Eléments Finis (EF) via le logiciel ANSYS de la MCF triphasée et la MCF pentaphasée. Les caractéristiques électromagnétiques des deux machines ainsi que des comparaisons en termes de flux à vide, inductances, couple moyen, ondulation de couple, pertes Joule et limites thermiques dans le cas d'un fonctionnement sain (normal) seront par la suite présentées et analysées. Le couple produit en mode de défaut (ouverture ou court-circuit d'une phase) sera aussi analysé. Ceci permettra de dégager les avantages et les inconvénients de chacune des structures. Finalement, une série de mesures effectuées sur le banc expérimental des deux machines existantes au laboratoire sera détaillée pour valider quelques résultats de simulation.

## 2.2 Principe de fonctionnement des machines à commutation de flux

La topologie que nous étudierons dans cette partie est une machine à commutation de flux (MCF). Comme nous l'avons détaillé dans le chapitre précédent, cette structure a fait l'objet de divers publications et brevets au laboratoire SATIE [3][5].

Les sources de champ magnétique dans une MCF à aimants permanents sont les aimants permanents et les bobinages d'induit tout deux situés au stator. Chaque pôle comporte un aimant permanent magnétisé tangentiellement et maintenu entre deux dents statoriques. Ce pôle constitue ce qu'on appelle la cellule de commutation. Le rotor est complètement passif et est similaire à celui d'une machine à reluctance, la machine est donc bien adaptée pour des applications à haute vitesse. Les enroulements sont bobinés autour de chaque cellule de commutation, le bobinage est donc concentrique (Figure 2.1).

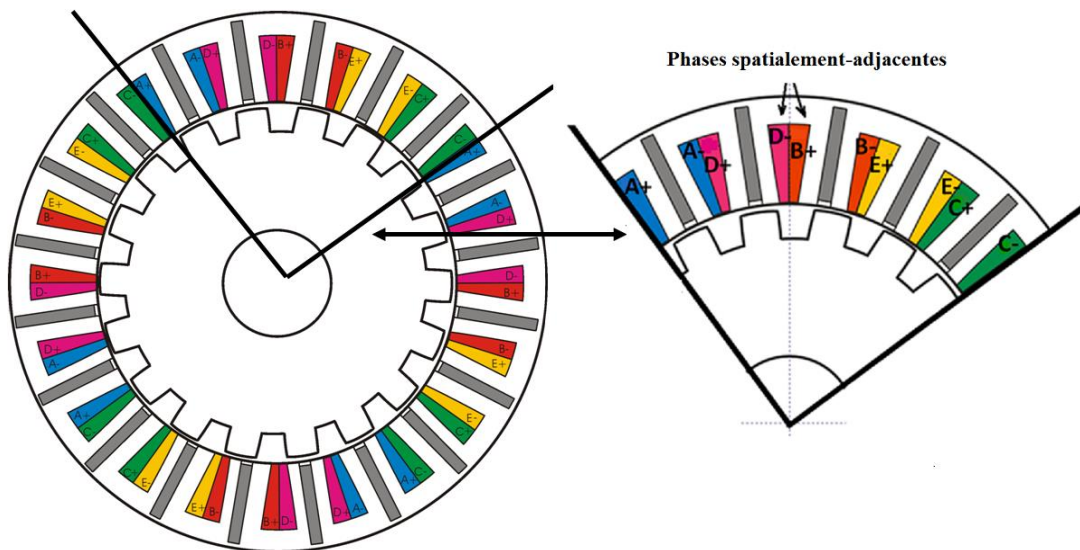


Figure 2.1. Vue en coupe transversale et distribution des bobinages de la MCF cinq-phases avec zoom.

Par rapport au bobinage diamétral, cette structure de bobinage permet d'avoir des têtes de bobines plus courtes. Ainsi, avec le même courant d'alimentation, le bobinage concentrique dissipe moins de pertes Joule [25]. Pour la machine présentée, nous pouvons remarquer que dans chaque encoche statorique, il existe deux couches de bobine appartenant respectivement à deux phases différentes. Il s'agit alors de bobinage double couche. La distribution des bobines est périodique comme pour cette machine cinq-phases  $A+A-D+D-B+B-E+E-C+C-A+A...$  (+ : conducteur entrant, - : conducteur sortant).

Sur la figure 2.2, nous proposons une vue linéarisée de la cellule de commutation. Cette cellule comporte un aimant permanent magnétisé suivant l'axe horizontal et entouré par deux pièces ferromagnétiques statoriques. Contrairement aux machines à reluctance variable, le flux embrassé par la phase n'est pas unidirectionnel mais alternatif. En effet, la translation du rotor engendre une modification des trajets de flux dans le stator, comme on peut voir sur la figure 2.2.(a) et (b). Le flux dans la bobine passe par une valeur maximale positive et une autre minimale négative simplement par la translation du rotor qui vient favoriser le passage du flux dans l'une ou l'autre des pièces ferromagnétiques entourant l'aimant. C'est ce qu'on appelle la commutation de flux [96].

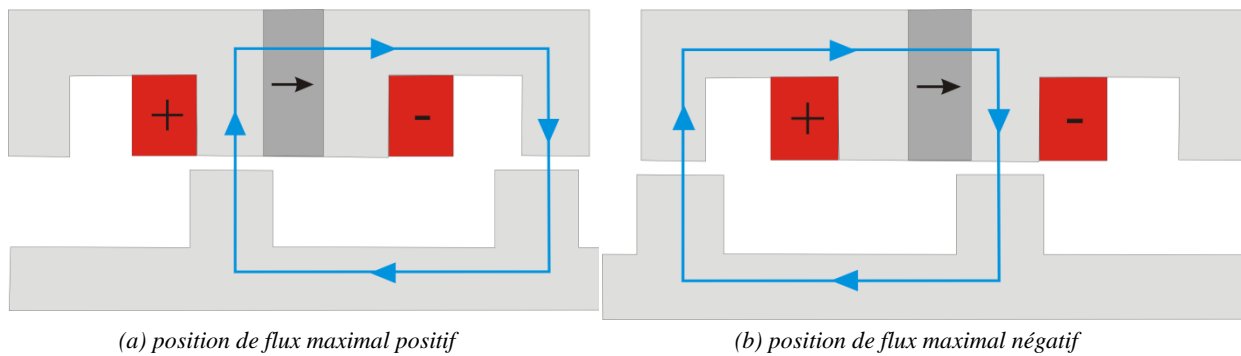


Figure 2.2. Principe de la commutation du flux magnétique, (a) Trajectoire du flux pour une position à flux maximal positif, (b) Trajectoire du flux pour une position à flux maximal négatif.

Nous proposerons dans le paragraphe suivant une étude comparative entre une MCF pentaphasée et une MCF triphasée dont nous disposons au laboratoire SATIE. La comparaison sera au niveau des performances électromagnétiques que nous calculerons, en première partie, par la méthode des Éléments Finis.

## 2.3 Etude comparative entre une MCF pentaphasée et une MCF triphasée

### 2.3.1 Modélisation Éléments Finis 2D des deux prototypes

L'analyse du fonctionnement des machines électriques oblige le concepteur à utiliser des méthodes de modélisation qui permettent à la fois une bonne précision et un faible temps de calcul. Ces méthodes peuvent être analytiques et basées sur la résolution formelle des équations de Maxwell ou numériques basées sur les méthodes des éléments finis ou des différences finies, etc. Les méthodes analytiques présentent le temps de calcul le plus faible car la saturation magnétique n'est pas prise en compte. Les machines étudiées dans ce mémoire ont des performances corrélées avec la saturation du circuit magnétique. Les modèles numériques Éléments finis (EF) sont alors choisis. Ils offrent une bonne précision et un temps de calcul acceptable quand il s'agit d'une modélisation bidimensionnelle (2D).

Une modélisation des deux prototypes à commutation de flux (une machine triphasée et une machine pentaphasée) est alors effectuée par la méthode des EF 2D. Nous avons modélisé celles-ci grâce au logiciel EF ANSYS en considérant les dimensions des deux prototypes expérimentaux existants au laboratoire. Les deux machines ont le même rayon extérieur statorique, la même masse, la même longueur et les mêmes types de matériaux. Les stators des deux machines sont présentés à la figure 2.3. Les paramètres géométriques des deux machines sont donnés dans le tableau 2.1.



Figure 2.3. Photos des stators des prototypes existants au laboratoire, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Tableau 2.1. Paramètres géométriques des deux machines.

Caractéristiques	Machine triphasée	Machine pentaphasée
Nombre de dents statoriques	12	20
Nombre de dents rotoriques	10	18
Nombre de spires d'une phase	100	
Nombre d'encoches par phase	4	
Longueur active (mm)	40	
Rayon extérieur du stator (mm)	75	
Rayon extérieur du rotor (mm)	49.97	
Rayon intérieur du rotor (mm)	43	
Rayon de l'arbre (mm)	15	
Epaisseur de l'entrefer (mm)	0.45	
Hauteur de la culasse statorique (mm)	8	6
Masse (kg)	10.5	10.5

Le matériau magnétique utilisé pour construire les tôles statoriques et rotoriques des deux machines est du Fe-Si de type *M19* dont la caractéristiques B-H est illustrée sur la figure 2.4. Le nombre suivant la lettre *M* indique les pertes fer maximales en W/lb à 1.5T et 50 ou 60 Hz, par exemple pour le M19

les pertes fer sont au dessous de 1.9W/lb à 1.5T et 60 Hz. Ce matériau offre les pertes fer les plus faibles possibles. L'induction à saturation de ce matériau est égale à 2.2T.

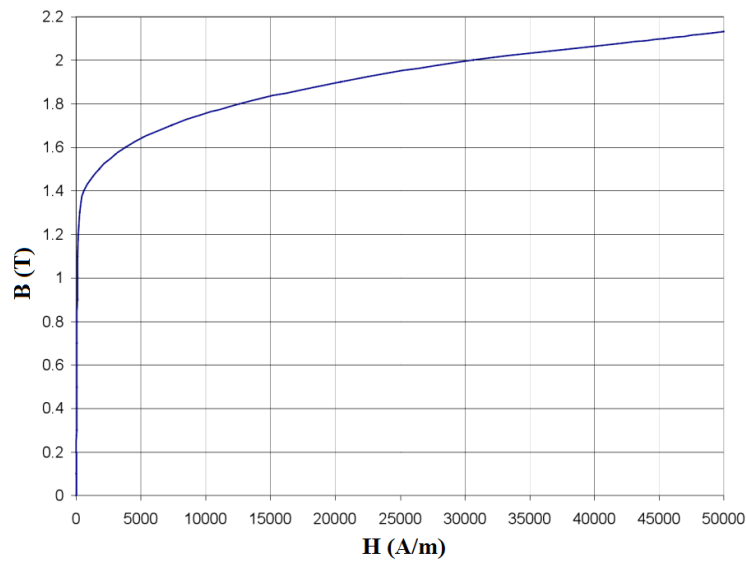


Figure 2.4. Courbe  $B(H)$  de tôles de type Armco DI-MAX non-orienté, acier Fe-Si M19 [97].

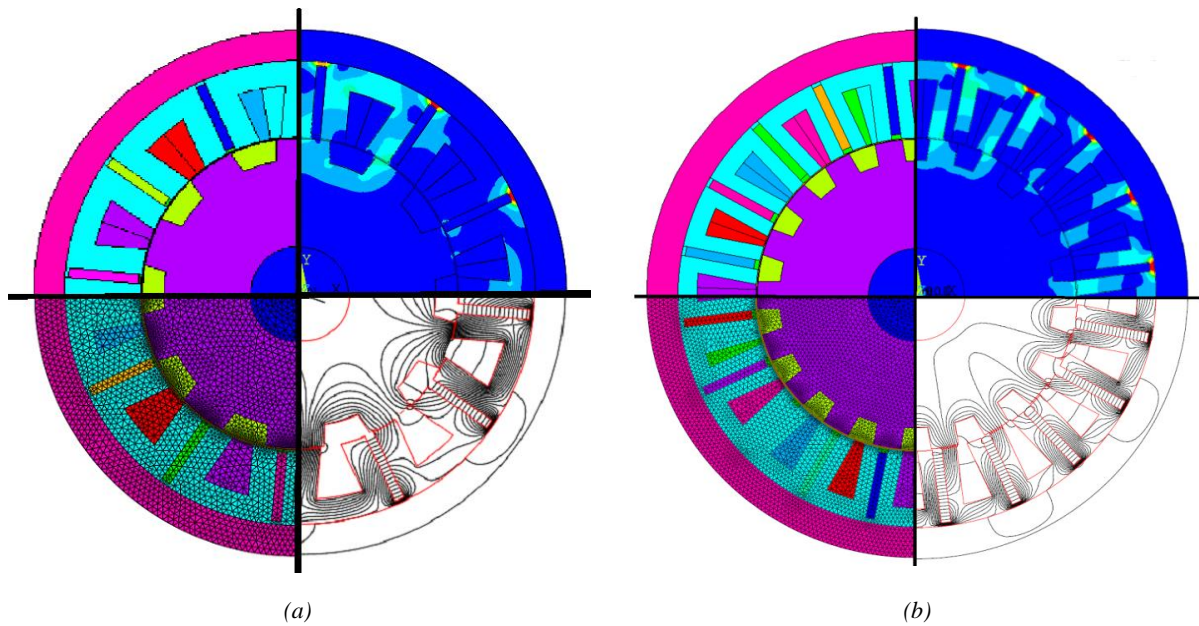


Figure 2.5. Modèle EF 2D, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Les modèles magnétiques élaborés sur ANSYS sont montrés sur la figure 2.5. Ces modèles magnétiques permettent de calculer toutes les grandeurs électromagnétiques comme les flux à vide, les couples totaux, les couples de détente, les couples reluctants, les inductances propres et mutuelles, etc. Toutes ces caractéristiques seront présentées dans les paragraphes suivants pour comparer la machine pentaphasée et la machine triphasée. Nous commencerons par présenter les caractéristiques à

vide. Seuls les aimants sont considérés dans ce cas. Ensuite, nous proposerons quelques performances en charge.

### 2.3.2 Comparaison des performances à vide

Dans les paragraphes suivants, nous analyserons les caractéristiques à vide de la MCF triphasée et la MCF pentaphasée. Les flux à vide permettront d'analyser les harmoniques et d'en déduire les formes des courants d'alimentation. Nous présenterons, par la suite, les ordres de grandeur des couples de détente.

#### 2.3.2.1 Analyse des flux à vide des deux machines

Les flux à vide obtenus par ces modèles magnétiques numériques sont montrés sur la figure 2.6. La périodicité électrique des machines est de  $(\frac{2\pi}{N_r})$  soit  $36^\circ$  mécaniques pour la machine triphasée et  $20^\circ$  mécaniques pour la machine pentaphasée. Le flux à vide de la machine pentaphasée est quasiment sinusoïdal et est plus faible que celui de la machine triphasée (respectivement de 5.14mWb et 8mWb pour la machine pentaphasée et la machine triphasée). En effet, le flux à vide plus faible pour la machine cinq-phases s'explique par le fait qu'à même diamètre d'entrefer des deux machines, nous avons moins de surface d'entrefer qui est dédiée à chaque phase dans la machine pentaphasée (1/5 de la surface d'entrefer contre 1/3 de la surface d'entrefer pour la machine triphasée).

Une transformée de Fourier des flux à vide (Figure 2.7) montre que les harmoniques sont très faibles. Pour la MCF triphasée, le cinquième harmonique est un peu plus important que les autres. Il représente 3% du fondamental. Le deuxième harmonique est 0.8% du fondamental et le troisième harmonique est quasiment nul. Pour la MCF pentaphasée, elle ne possède que le troisième harmonique qui représente 2% du fondamental. Le deuxième harmonique est légèrement plus faible (0.8% du fondamental). La richesse harmonique de ces flux dépend uniquement des ouvertures polaires des dents statoriques et rotoriques avec lesquelles les deux machines ont été conçues.

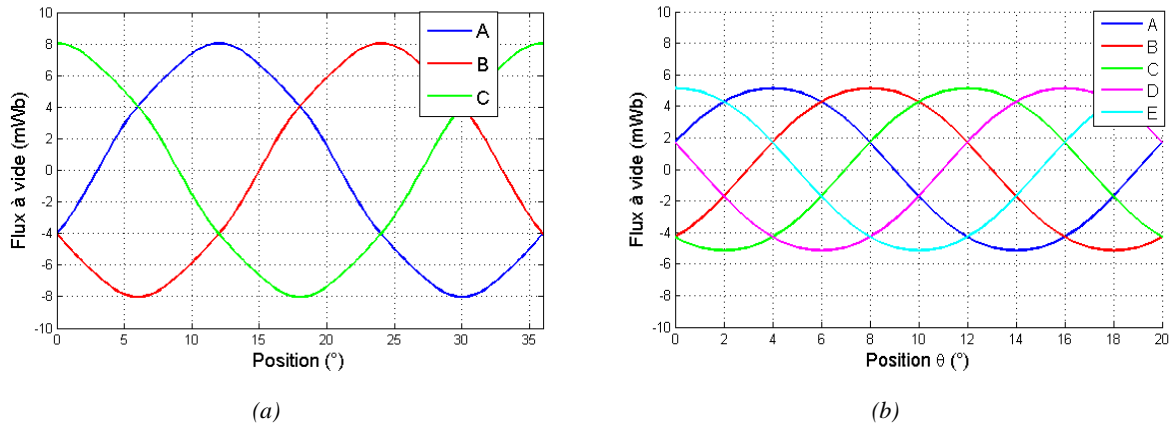


Figure 2.6. Flux à vide en fonction de la position, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.



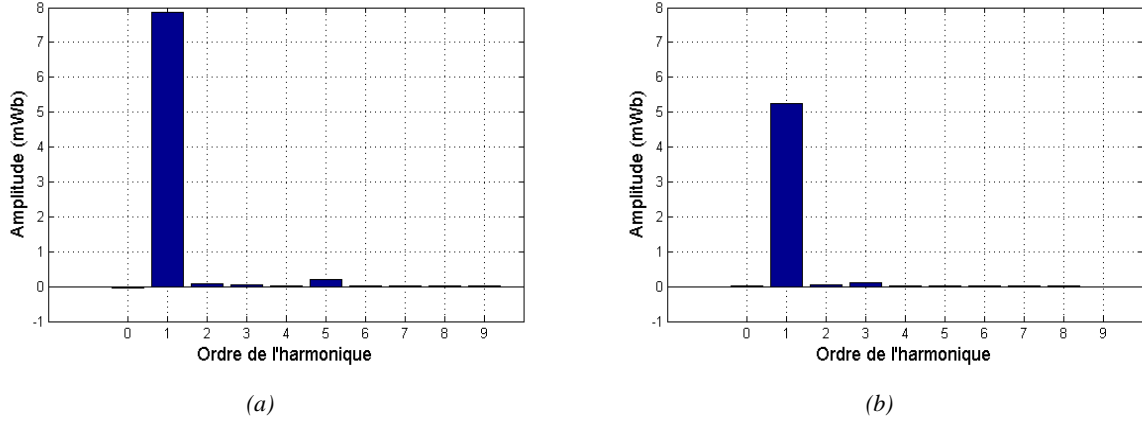


Figure 2.7. Amplitude des harmoniques des flux à vide, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Les figures montrent aussi qu'en considérant la répartition des harmoniques dans les machines fictives [2][52] présentées dans le chapitre précédent, la production du couple est assurée par, uniquement, la dite "machine principale  $M_1$ " en exploitant l'harmonique fondamental.

Dans le cas de la MCF pentaphasée, le couple est produit par le fondamental de la machine fictive principale. Ce couple pourrait être augmenté par la machine fictive secondaire  $M_2$  en combinant la projection de la force électromotrice (f.e.m) dans cette machine avec le troisième harmonique de courant. Une machine fictive à composantes de f.e.m. nulles peut être utilisée pour projeter les harmoniques de courant indésirables responsables d'un couple pulsatoire [53]. Pour les MCF triphasée et pentaphasée considérées dans ce mémoire, les harmoniques des flux à vide sont faibles comparés aux fondamentaux. Ils ne seront, donc, pas utilisés en mode sain, pour la génération du couple. Les machines seront alimentées par des courants sinusoïdaux ce qui simplifiera la commande.

### 2.3.2.2 Analyse des couples de détente des deux machines

Le couple de détente est le couple qui, en l'absence des courants d'induit, est créé par les variations du flux des aimants. La figure 2.8 montre les couples de détente des deux machines obtenus par simulation EF 2D.

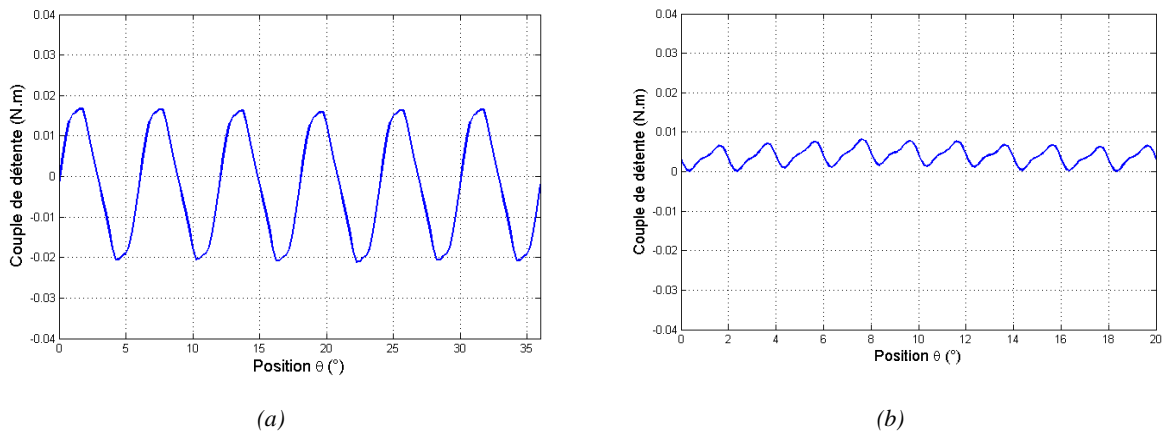


Figure 2.8. Couple de détente obtenu par EF 2D, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.



Nous pouvons remarquer que l'ondulation de ce couple est plus importante dans le cas de la MCF triphasée. En effet, dans les MCF, le niveau du couple de détente diminue avec l'augmentation du nombre de phases [35]. La fréquence étant plus élevée pour la machine pentaphasée.

Pour ces deux machines, il a été trouvé que le couple de détente est négligeable comparé au couple total que nous présenterons dans le paragraphe suivant.

### 2.3.3 Comparaison des performances en charge

Dans cette partie, nous analyserons les performances des deux machines en charge. Nous commencerons par la performance la plus importante et qui est le couple électromagnétique. Pour cela, nous commencerons par analyser le couple en fonction de différents paramètres tels que les courants d'alimentation, l'angle d'autopilotage et la position mécanique du rotor. Nous analyserons aussi le couple instantané en fonctionnement normal. Pour évaluer la contribution du couple reluctant dans ce couple total, nous calculerons par EF 2D les couples reluctants des deux machines. Ces couples reluctants qui dépendent des inductances des machines et du courant injecté dans celles-ci, vont nous donner une idée sur le niveau de saillance des deux MCF. C'est ce qui nous amènera à calculer, par la suite, les inductances propres et mutuelles instantanées. L'analyse des inductances instantanées est importante car celles-ci interviennent, non seulement, dans les couples reluctants mais aussi dans le niveau des courants de courts-circuits de la machine. Cela nous amènera à étudier dans la partie suivante l'influence des défauts de courts-circuits mais aussi d'ouvertures de phases sur le couple magnétique fourni par les deux machines.

#### 2.3.3.1 Couples moyens en fonction des densités de courant et des angles d'autopilotage

Nous essayons dans cette partie de caler les courants d'alimentation des phases de la machine avec les f.e.m obtenues par simulation EF 2D, dans le but de trouver l'angle d'autopilotage permettant de maximiser le couple et diminuer les pertes Joule. Les courants injectés dans les machines et les forces électromotrices (f.e.m) de la machine triphasée sont donnés par l'Eq. 2.1. Ceux de la machine pentaphasée sont donnés par l'Eq. 2.2.

$$\begin{cases} I_A = I_{max} \cos(N_{r3}\theta + \Psi_{03}) \\ I_B = I_{max} \cos\left(N_{r3}\theta + \Psi_{03} - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ I_C = I_{max} \cos\left(N_{r3}\theta + \Psi_{03} - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} e_A = N_{r3}\phi_{0max3}\Omega \cos(N_{r3}\theta) \\ e_B = N_{r3}\phi_{0max3}\Omega \cos\left(N_{r3}\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ e_C = N_{r3}\phi_{0max3}\Omega \cos\left(N_{r3}\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{Eq. 2.1}$$

$$\begin{cases} I_A = I_{max} \cos(N_{r5}\theta + \Psi_{05}) \\ I_B = I_{max} \cos\left(N_{r5}\theta + \Psi_{05} - 2\frac{\pi}{5}\right) \\ I_C = I_{max} \cos\left(N_{r5}\theta + \Psi_{05} - 4\frac{\pi}{5}\right) \\ I_D = I_{max} \cos\left(N_{r5}\theta + \Psi_{05} - 6\frac{\pi}{5}\right) \\ I_E = I_{max} \cos\left(N_{r5}\theta + \Psi_{05} - 8\frac{\pi}{5}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} e_A = N_{r5}\phi_{0max5}\Omega \cos(N_{r5}\theta) \\ e_B = N_{r5}\phi_{0max5}\Omega \cos\left(N_{r5}\theta - 2\frac{\pi}{5}\right) \\ e_C = N_{r5}\phi_{0max5}\Omega \cos\left(N_{r5}\theta - 4\frac{\pi}{5}\right) \\ e_D = N_{r5}\phi_{0max5}\Omega \cos\left(N_{r5}\theta - 6\frac{\pi}{5}\right) \\ e_E = N_{r5}\phi_{0max5}\Omega \cos\left(N_{r5}\theta - 8\frac{\pi}{5}\right) \end{cases} \quad \text{Eq. 2.2}$$

Où  $N_{r3}$  est le nombre de dents rotoriques de la MCF triphasée,  $N_{r5}$  le nombre de dents rotoriques de la MCF pentaphasée,  $\phi_{0max3}$  le flux maximal produit par les aimants de la MCF triphasée,  $\phi_{0max5}$  le flux maximal produit par les aimants de la MCF pentaphasée,  $\Omega$  la vitesse mécanique de la machine,  $\theta$  la

position mécanique du rotor,  $\Psi_{03}$  l'angle d'autopilotage de la MCF triphasée et  $\Psi_{05}$  l'angle d'autopilotage de la MCF pentaphasée.

En variant les angles d'autopilotage  $\Psi_{03}$  et  $\Psi_{05}$  de  $-90^\circ$  à  $90^\circ$ , l'angle mécanique  $\theta$  de  $0$  à  $20^\circ$  et la densité de courant maximale  $J_{smax}$  de  $0$  à  $10\text{A/mm}^2$ , nous obtenons les couples moyens présentés sur la figure 2.9.

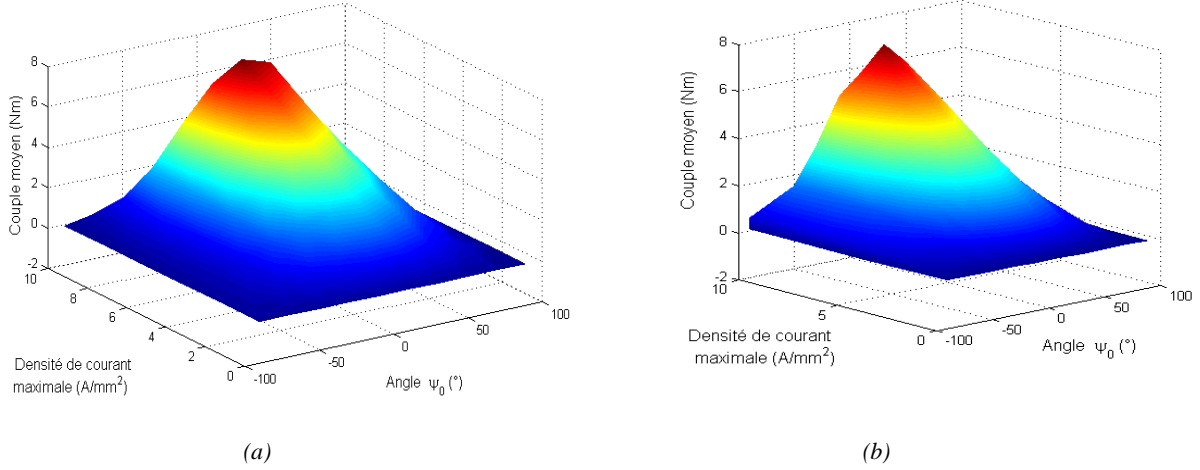


Figure 2.9. Couple moyen en fonction de la densité de courant maximale et de l'angle d'autopilotage, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Nous pouvons remarquer qu'à faibles densités de courant, le couple moyen maximal est obtenu pour des angles  $\Psi_{03}$  et  $\Psi_{05}$  quasiment nuls permettant de superposer les courants aux f.e.m et cet angle augmente en augmentant les densités des courants. Ceci s'explique par le fait qu'à faibles courants, le couple reluctant est négligeable devant le couple hybride et le couple moyen total est alors quasiment égal au couple hybride moyen. En effet, la valeur moyenne du couple hybride est donnée par l'Eq. 2.3. La valeur maximale de celui-ci est donc obtenue pour un angle d'autopilotage nul.

$$\langle T_{hybrid_q} \rangle = \frac{q}{2} \cdot N_{rq} \cdot \phi_{0max_q} I_{max} \cos(\Psi_{0q}) \quad \text{Eq. 2.3}$$

Où  $q$  est le nombre de phases.

Pour des densités de courant plus élevées, le couple reluctant sera de moins en moins négligeable car son évolution est proportionnelle au carré du courant. La valeur moyenne du couple total ne sera plus égale à celle du couple hybride et le couple moyen maximal ne sera plus obtenu pour un angle d'autopilotage nul.

Nous choisissons ici l'angle permettant d'obtenir des f.e.m et des courants en phase dans le but de minimiser les pertes Joule et d'obtenir un couple hybride maximal (le couple reluctant et le couple de détente sont négligeables en mode de fonctionnement normal). A des densités de courant élevées, ces angles nous permettront d'obtenir un couple total légèrement moins élevé mais des pertes Joule toujours minimales.

Nous calculerons dans le paragraphe suivant, les couples instantanés en fonction des positions mécaniques pour plusieurs densités de courant ainsi que les couples instantanées à même pertes Joule dans les deux machines. Ceci nous permettra de comparer, d'une part, les couples moyens produits par

les deux machines et les ondulations du couple à même densité de courant ainsi qu'évaluer les densités de courant à lesquelles les deux machines commencent à saturer. D'autre part, les simulations à pertes Joule égales, permettront de conclure quant à la machine qui produit plus de couple si les pertes ohmiques sont les mêmes.

### 2.3.3.2 Couples instantanés en fonction des angles mécaniques et des densités de courant

Dans cette partie, nous traçons le couple instantané en fonction de la densité de courant maximale et de la position mécanique du rotor. Pour cela, nous choisissons de varier l'angle mécanique du rotor de 0 à 60° et la densité maximale de courant  $J_{smax}$  de 0 à 20 A/mm<sup>2</sup>, nous obtenons ainsi le couple instantané représenté sur la figure 2.10.

Nous pouvons calculer l'ondulation du couple à partir de l'équation ci-dessous.

$$\Delta T = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{moyen}} \cdot 100\% \quad \text{Eq. 2.4}$$

Où  $T_{max}$ ,  $T_{min}$  et  $T_{moyen}$  sont respectivement le couple maximal, le couple minimal et le couple moyen durant une période électrique.

Les tendances du couple moyen et des ondulations de couple en fonction de la densité de courant maximale pour les deux machines sont montrées sur la figure 2.11.

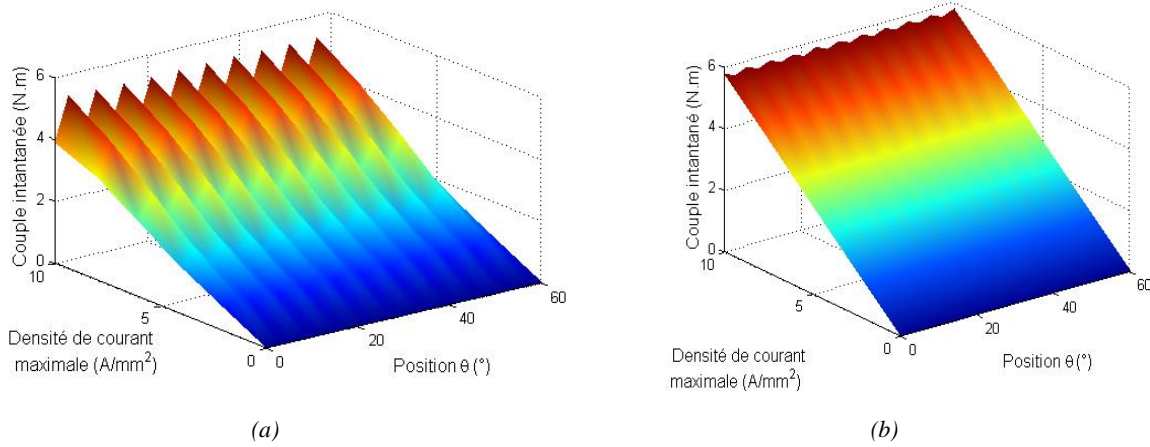


Figure 2.10. Couple instantané en fonction de la position mécanique et de la densité de courant maximale, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

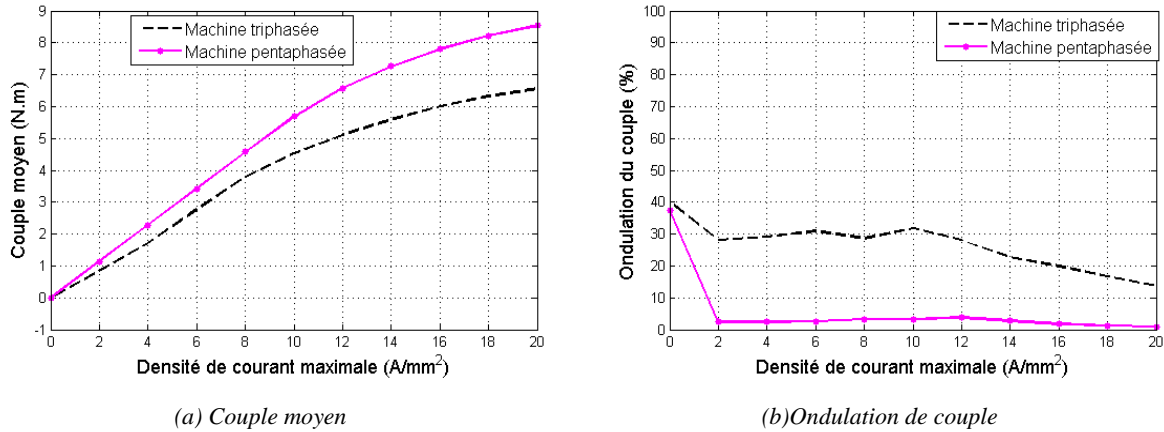


Figure 2.11. Couple moyen et ondulation de couple en fonction de la densité de courant maximale.

Nous constatons qu'à faibles densités de courant, les couples moyens des deux machines augmentent fortement avec l'augmentation de la densité de courant. Alors qu'à densités de courant plus élevées (à partir de  $8\text{A/mm}^2$  pour la machine triphasée et  $10\text{A/mm}^2$  pour la machine pentaphasée), les deux machines commencent à saturer et la variation du couple moyen devient faible. Les ondulations de couple des deux machines en pourcentage des couples moyens ont des tendances décroissantes avec l'augmentation des densités de courant et sont quasiment nulles pour la machine pentaphasée à partir d'une densité de courant maximale d'environ  $16\text{A/mm}^2$ .

Nous pouvons déduire alors que les machines sont plus performantes à des densités de courant élevées où nous avons un couple moyen élevé et des ondulations faibles. Nous pouvons noter qu'à des densités de courant égales, la machine pentaphasée est plus performante. Elle permet non seulement d'avoir un couple moyen plus élevé mais aussi des ondulations de couple beaucoup plus faibles. Sa caractéristique est également légèrement moins sensible à la saturation magnétique ce qui nous permettra d'augmenter la densité de courant pour atteindre un fort couple moyen. Elle est donc bien adaptée aux applications nécessitant un couple de démarrage élevé.

Dans [50], une approche stochastique permettant une corrélation entre les paramètres géométriques et les performances électromagnétiques de chaque machine (par exemple, l'ondulation de couple est très influencée par l'épaisseur de la dent rotorique) a été effectuée à des densités de courant inférieures à  $5\text{A/mm}^2$ . Dans cette étude [50], nous nous sommes intéressés à l'ondulation de couple et le couple moyen en fonction des paramètres géométriques des MCF triphasée et pentaphasée tels que le rayon statorique extérieur, le rayon de l'entrefer, le rayon rotorique extérieur, l'ouverture angulaire des aimants permanents et l'ouverture angulaire de la dent statorique. Il a été conclu, qu'à faibles densités de courant, le couple moyen, les pertes Joule et la masse totale sont quasiment similaires pour les deux machines. Par contre l'ondulation de couple est beaucoup plus élevée pour la machine triphasée.

### 2.3.3.3 Couples instantanés à pertes Joule égales dans le cas de fonctionnement sain

On alimente les machines avec des courants sinusoïdaux déphasés de  $(\frac{2\pi}{q})$  et à pertes Joule égales. Cela revient à alimenter la machine triphasée avec un courant d'amplitude  $9\text{A}$  (l'équivalent d'une densité maximale de courant égale à  $2.44\text{A/mm}^2$ ) et la machine pentaphasée avec un courant d'amplitude  $5.6\text{A}$  (l'équivalent d'une densité maximale de courant égale à  $2.38\text{A/mm}^2$ ). Les expressions des courants sont données par l'Eq. 2.1 et 2.2.

Dans ce cas, le couple instantané en fonction de la position du rotor est aussi calculé par la méthode des EF 2D (Figure 2.12). Pour la machine triphasée, la valeur moyenne du couple obtenu étant de 1.06N.m avec une ondulation d'environ 33%. Pour la machine cinq-phases, le couple moyen vaut 1.34N.m avec des ondulations de 3%. Les pertes par effet Joule sont aussi calculées par EF suivant l'Eq. 2.5. Elles sont égales à 28W pour les deux machines.

$$P_J = \rho J_{eff}^2 V_{cu} \quad Eq. 2.5$$

Où  $\rho$  ( $\Omega m$ ),  $J_{eff}$  ( $A/m^2$ ) et  $V_{cu}$  ( $m^3$ ) sont respectivement la résistivité électrique du cuivre, la densité de courant efficace et le volume du cuivre dans les encoches du stator.

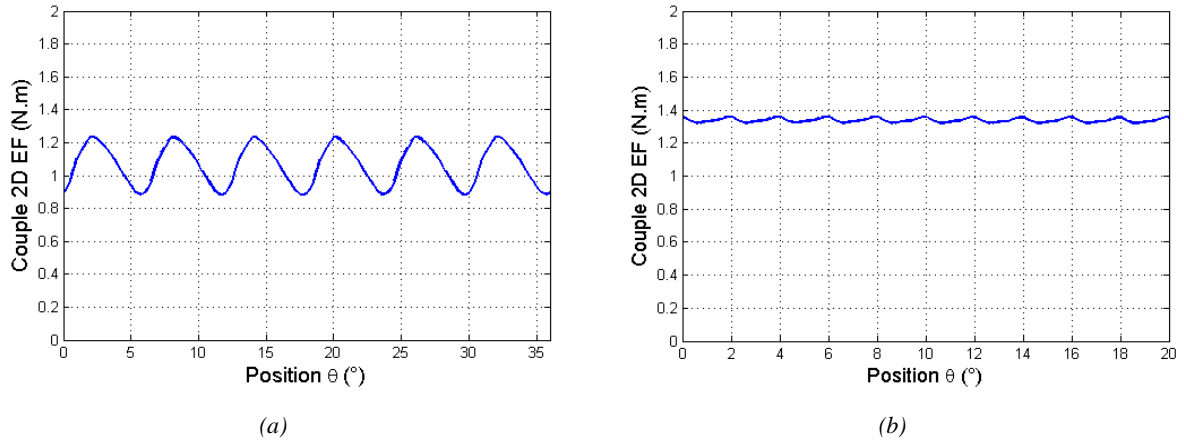


Figure 2.12. Couple instantané obtenu par EF 2D, à pertes Joule égales, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Nous pouvons ainsi conclure, qu'à pertes Joule égales, le couple moyen fourni par la machine pentaphasée est 26% plus élevée que celui produit par la machine triphasée. Le couple massique de la MCF pentaphasée est donc plus important puisque les deux machines ont la même masse. Les ondulations de la machine cinq-phases sont beaucoup plus faibles que celles de la machine triphasée. L'existence des ondulations de couple (notamment pour la machine pentaphasée) observées sur la figure 2.12 peuvent être expliquées par le fait que nous alimentons la machine avec des courants parfaitement sinusoïdaux alors que les flux possèdent certaines harmoniques qui sont faibles mais non nuls (paragraphe 2.3.2.1).

Des simulations effectuées, à des courants d'amplitudes égales dans les deux, machines montrent que le couple produit par la machine pentaphasée est dans ce cas deux fois plus élevé que celui produit par la machine triphasée. Ceci peut s'expliquer par les équations suivantes (Eq. 2.6 et Eq. 2.7) relatives aux couples moyens des MCF triphasée et pentaphasée :

$$\langle T_{hybrid_3} \rangle = \frac{3}{2} \cdot N_{r3} \cdot \phi_{0max3} I_{max} \cos(\Psi_{03}) \quad Eq. 2.6$$

$$\langle T_{hybrid_5} \rangle = \frac{5}{2} \cdot N_{r5} \cdot \phi_{0max5} I_{max} \cos(\Psi_{05}) \quad Eq. 2.7$$

Comme les angles d'autopilotage sont nuls et connaissant le rapport entre les grandeurs des flux à vide et les nombres des dents rotoriques des deux machines. Ceci revient à écrire l'Eq. 2.7 comme suit :

$$\begin{aligned}
 \langle T_{hybrid_5} \rangle &= \frac{5}{2} \cdot (1,8 \cdot N_{r3}) \cdot (0,64 \cdot \phi_{0max3}) I_{max} \\
 &= 2,9 \cdot N_{r3} \cdot \phi_{0max3} I_{max} \\
 &= 1,93 \cdot \langle T_{hybrid_3} \rangle
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 2.8}$$

Ce résultat explique le rapport deux, obtenu entre les couples des deux machines à même amplitude du courant d'alimentation.

Les pertes Joule seront, dans ce cas, deux fois et demi plus importantes, ce qui est normal puisque nous avons plus de phases qui sont alimentées dans le cas de la MCF pentaphasée et sa résistance de phases est plus élevée.

Comme les deux machines étudiées sont à pôles saillants. Nous évaluerons, dans le paragraphe suivant, la contribution du couple reluctant dans le couple total de la machine.

#### 2.3.3.4 Analyse des couples reluctants des deux machines

Dans les machines synchrones à pôles lisses comme les machines à aimants surfaciques, le couple reluctant est nul car l'inductance de l'axe  $d$  est égale à celle de l'axe  $q$ . Dans les machines à commutation de flux, le couple reluctant est dû à la saillance du rotor et du stator. Dans les figures ci-dessous, nous avons tracé le couple reluctant obtenu par EF 2D pour les deux types de MCF et ce, à pertes Joule égales (28W) et à aimants neutralisés ( $B_r$  est considéré nul).

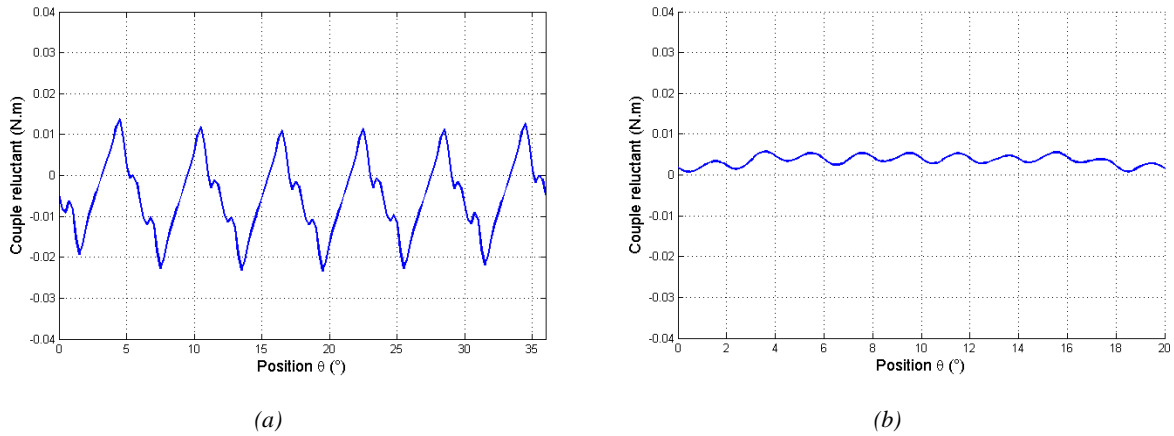


Figure 2.13. Couple reluctant obtenu par EF 2D, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

De même que pour le cas du couple de détente, nous pouvons remarquer que l'ondulation est plus importante pour la machine triphasée (0.037N.m contre 0.005N.m) et la fréquence est la même que celle du couple de détente.

Nous traçons sur la figure 2.14 le couple reluctant en fonction des positions mécaniques et de la densité de courant maximale. Les figures montrent que le couple reluctant moyen est très faible quelque soit le courant. Par contre, l'ondulation augmente quand la densité de courant augmente. Ceci s'explique par le fait que les couples reluctants varient en fonction des inductances et du carré des

courants suivant l'Eq. 2.9. Donc, la variation de ces couples est d'autant plus importante que les variations des inductances sont amplifiées par les courants.

$$T_{reluctance} = \frac{1}{2} \cdot \left( \sum_{k=A,B,C,D,E} \frac{dL_k}{d\theta} \cdot i_k^2 \right) + \sum_{\substack{k,j=A,B,C,D,E \\ k \neq j}} i_k \cdot i_j \cdot \frac{dM_{kj}}{d\theta} \quad \text{Eq. 2.9}$$

$i_k$  est le courant de la phase  $k$ ,  $L_k$  l'inductance de la phase  $k$  et  $M_{kj}$  la mutuelle inductance entre les phases  $k$  et  $j$ .

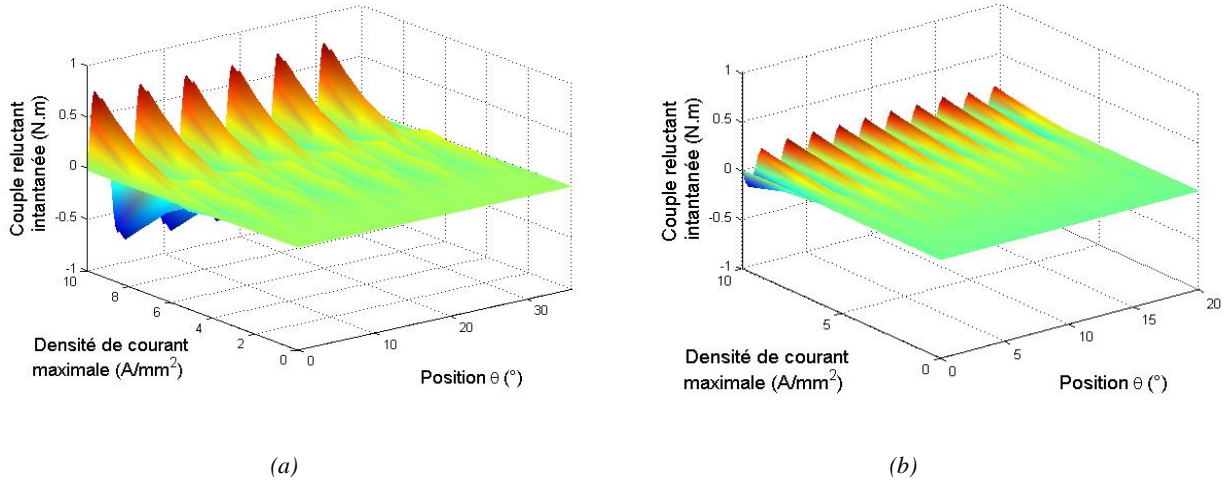


Figure 2.14. Couple reluttant en fonction de la position mécanique et de la densité de courant maximale, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Le couple reluttant dépend des inductances propres et mutuelles qui sont variables en fonction de la position du rotor pour les machines saillantes. Dans le paragraphe suivant, nous analyserons l'allure de ces inductances instantanées.

### 2.3.3.5 Analyse des inductances instantanées des deux machines

Sachant que les notions d'inductances propres et mutuelles sont généralement définies pour un matériau linéaire, il faut donc faire attention à la façon de les calculer en cas de saturation de la machine.

Par la méthode des EF 2D, nous alimentons une phase de la machine avec un courant constant (la phase  $C$  par exemple) et nous relevons les flux dans les autres phases. Ainsi, nous pouvons établir les expressions des inductances (propres et mutuelles) (Eq. 2.10).

$$\begin{aligned} L_C &= (\phi_C - \phi_{0C})/I_C \\ M_{Cj} &= (\phi_j - \phi_{0j})/I_C \end{aligned} \quad \text{Eq. 2.10}$$

Où  $\phi_C$  et  $\phi_j$  sont respectivement le flux en charge relevé par EF 2D dans la phase  $C$  et dans la phase  $j$ .  $\phi_{0C}$  et  $\phi_{0j}$  sont respectivement le flux à vide par EF 2D dans la phase  $C$  et dans la phase  $j$ .  $L_C$  et  $M_{Cj}$  sont respectivement l'inductance propre de la phase  $C$  et la mutuelle entre la phase  $C$  et une phase  $j$ .

Dans la figure 2.15, nous traçons les inductances propres des deux MCF en fonction de la position pour différentes densités de courant et en prenant en compte la saturation magnétique. Les inductances

propres de la topologie triphasée sont riches en harmoniques et ont une valeur moyenne plus élevée que ceux de la machine pentaphasée.

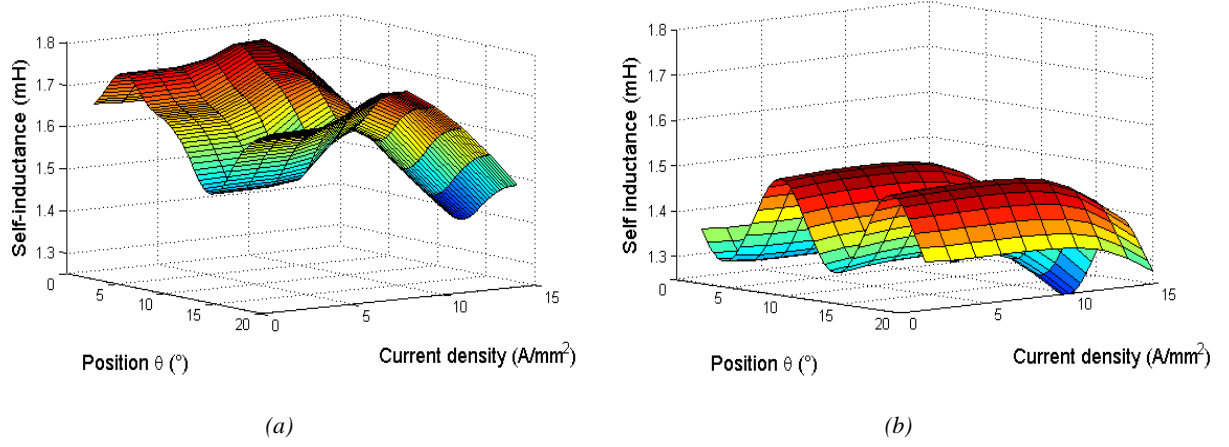


Figure 2.15. Inductance propre calculée en fonction de la position et de la densité de courant, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

La figure 2.16 montre l'évolution de la moyenne de l'inductance propre sur une période électrique en fonction de la densité de courant pour les deux types de machines. La saturation magnétique pour les deux machines débute aux alentours de 8 à 10 A/mm². La décroissance de l'inductance est plus marquée pour la machine triphasée, elle est donc plus sensible à la saturation. Pour cette machine, nous observons une légère augmentation de la valeur moyenne de l'inductance dans la zone linéaire.

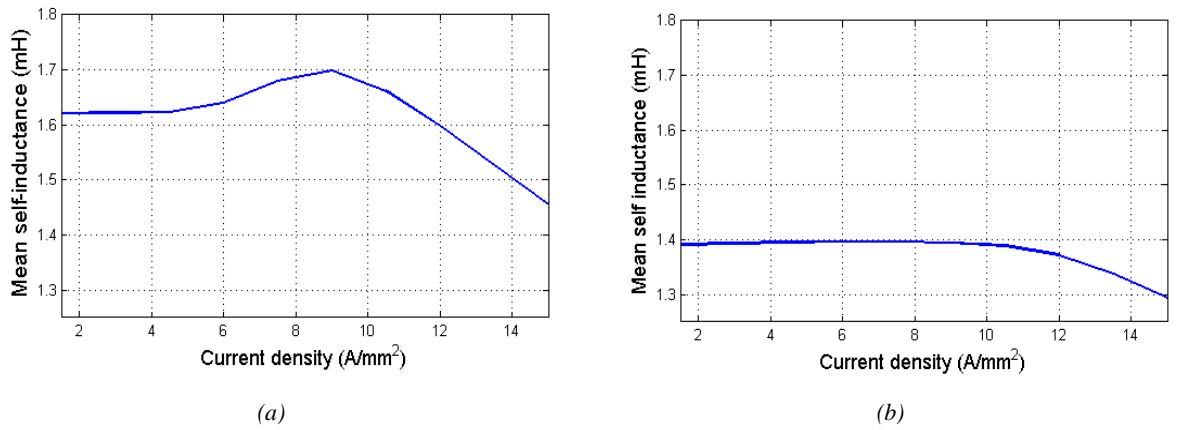


Figure 2.16. Inductance propre moyenne calculée en fonction de la densité de courant, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.



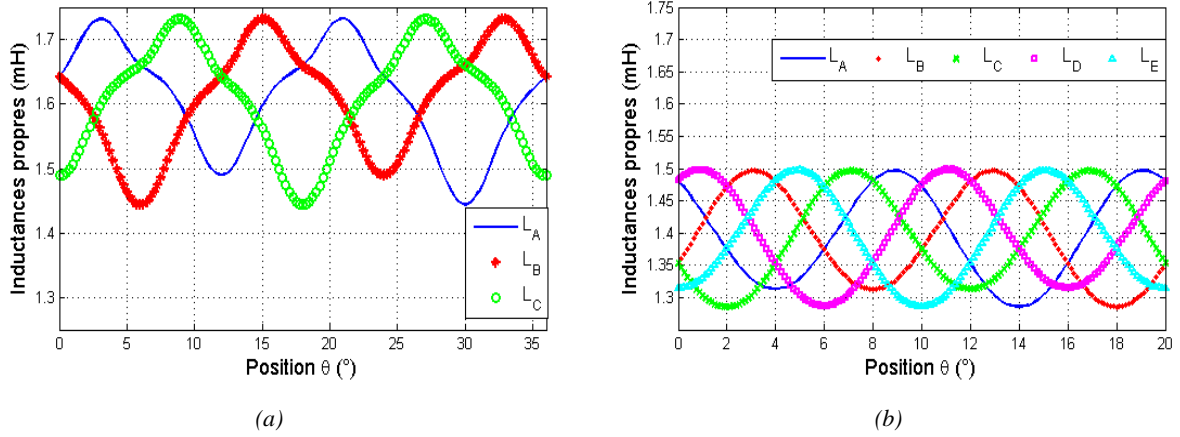


Figure 2.17. Inductances propres calculées en fonction de la position et calculées pour un courant constant de 9A, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

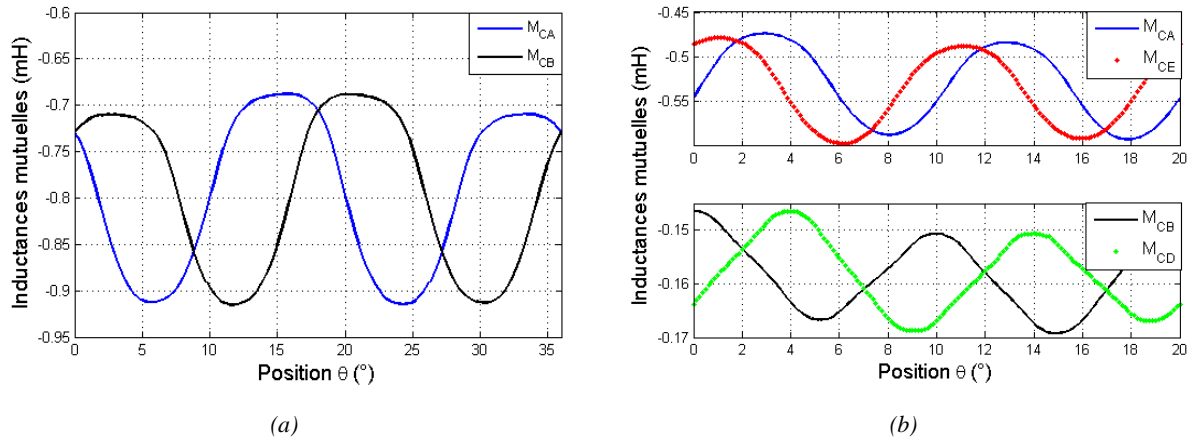


Figure 2.18. Inductances mutuelles calculées en fonction de la position et calculées pour un courant constant de 9A, (a) MCF triphasée, (b) MCF pentaphasée.

Les résultats de simulation des inductances propres et mutuelles instantanées calculées par EF 2D pour un courant de 9A, sont illustrés sur la figure 2.17 et 2.18. D'après ces figures, nous pouvons remarquer, qu'en valeur absolue et pour un même courant, les inductances propres de la machine triphasée sont deux fois plus élevées que les inductances mutuelles. Pour la machine pentaphasée, elles sont deux fois et demie plus élevées que les inductances mutuelles  $M_{CA}$  et  $M_{CE}$  et huit fois et demie plus élevées que les inductances  $M_{CB}$  et  $M_{CD}$ . Au niveau des variations des inductances propres des deux machines, nous pouvons constater qu'elles sont proches (environ 0.23mH pour la machine pentaphasée et 0.29mH pour la machine triphasée).

Pour conclure sur cette partie, nous pouvons dire que les inductances propres et mutuelles des deux machines ont des valeurs moyennes et des variations proches. Ceci montre que les variations du couple reluctant qui sont sept fois plus élevées chez la machine triphasée ne sont pas dues à une différence au niveau des inductances des deux machines. De plus, un calcul du couple reluctant d'une MCF triphasée avec les mêmes inductances propres et mutuelles de la MCF pentaphasée donne des ondulations du couple reluctant plus élevées que celles du couple reluctant de la MCF pentaphasée. Les ondulations élevées du couple reluctant de la MCF triphasée sont alors peut-être dues à son

nombre de phases moins élevé, comme ça a déjà été démontré auparavant pour le couple de détente [35].

### 2.3.3.6 Analyse des couples instantanés dans le cas de fonctionnement en défaut

Dans cette partie, nous nous intéressons à la comparaison des deux machines d'un point de vue tolérance aux défauts d'ouvertures et de courts-circuits de phases. Il s'agit ici d'évaluer uniquement le couple et les pertes Joule dès qu'un défaut sur une phase apparaît et sans reconfigurer la commande.

Dans le cas de l'ouverture ou du court-circuit d'une ou de deux phases des machines suite à un défaut d'enroulement, l'alimentation n'est plus équilibrée. Nous observons, alors, une chute du couple moyen. Une ondulation de couple apparaît aussi pouvant causer ainsi des à-coups et vibrations sur les moteurs.

#### 2.3.3.6.1 Cas des courts-circuits de phases

En cas d'un court-circuit sur une des phases des deux machines, nous calculons analytiquement le courant de court-circuit dans la phase en défaut. Le modèle du court-circuit et le calcul analytique prenant en compte tous les paramètres des machines seront détaillés dans le chapitre 4. Nous nous limitons ici à comparer les amplitudes maximales de ces courants de courts-circuits à pertes Joule égales (28W) et à évaluer les couples obtenus par EF 2D après apparition de ce type de défaut. Les pertes Joule sont choisies égales avant apparition du défaut car, après défaut, le calcul de celles-ci ne dépend pas uniquement de l'amplitude des courants injectés dans les machines mais aussi des courants de courts-circuits.

A une vitesse de la machine égale à 1500tr/mn, nous obtenons un courant de court-circuit d'amplitude égale à 5.7A pour la MCF triphasée et 5.1A pour la MCF pentaphasée. Le courant de court-circuit est plus faible dans la MCF pentaphasée et est, pour les deux machines, inférieur au courant qu'on avait avant apparition du défaut (paragraphe 2.3.3.3). En effet, le courant de court-circuit est proportionnel au flux à vide et aux inductances mutuelles qui sont faibles pour ces deux machines.

Des simulations EF 2D permettent d'évaluer les pertes Joule et les couples produits par les deux machines dans ce cas de fonctionnement. Les résultats des couples instantanés sont montrés sur la figure 2.19.

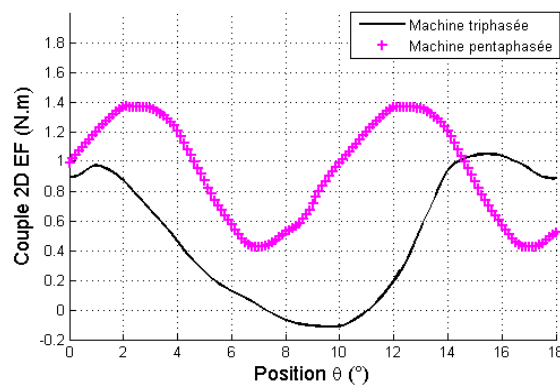


Figure 2.19. Couple instantané obtenu par EF 2D, quand la phase C est court-circuitée.

La qualité du couple est meilleure pour la machine pentaphasée. Le couple moyen étant respectivement de 0.48N.m et 0.94N.m et l'ondulation de 240% et 101%, pour les MCF triphasée et pentaphasée.

A pertes Joule égales en mode sain, l'apparition d'un défaut de court-circuit sur l'une des phases des machines, entraîne une diminution des pertes Joule totales qui sont plus faibles pour le cas de la MCF triphasée (22W contre 27W pour la pentaphasée). Ce qui est normal car les pertes Joule générés par une phase alimentée représente 1/5 des pertes Joule totales alors qu'elles représentent 1/3 des pertes totales pour la MCF triphasée. La perte d'une phase diminue donc beaucoup plus les pertes chez une machine triphasée (à résistances quasiment égales).

Ces meilleures performances au niveau du courant de court-circuit et du couple de la MCF pentaphasée font d'elle une machine tolérante aux pannes d'une façon naturelle (liée à sa conception). Ses degrés de libertés au niveau du nombre de phases contribueront à renforcer cette tolérance aux pannes et ceci par une bonne gestion de la commande en défaut. Cette étude fera l'objet des chapitres suivants de cette thèse.

### 2.3.3.6.2 Cas des ouvertures de phases

La figure ci-dessous montre le couple de la MCF triphasée et de la MCF pentaphasée quand la phase *C* est ouverte. Les simulations sont effectuées à pertes Joule en défaut égales et fixées à 18W. Ce qui est équivalent à des courants sinusoïdaux d'amplitudes respectivement 9A et 5A pour la machine triphasée et pentaphasée.

Nous pouvons remarquer que, dans ces conditions, le couple moyen produit par la machine pentaphasée est 36% plus élevé que celui produit par la MCF triphasée. L'ondulation de couple est d'environ 103% pour la MCF triphasée et 58% pour la MCF pentaphasée.

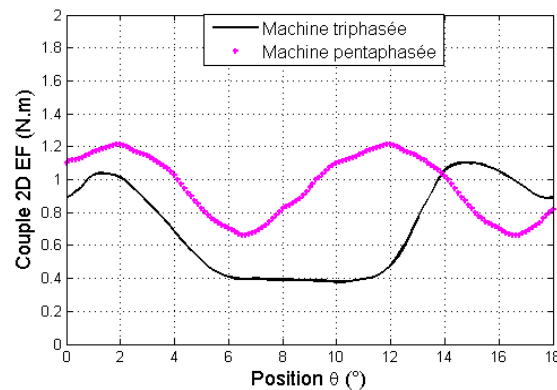


Figure 2.20. Couple instantané obtenu par EF 2D, à pertes Joule égales, et quand la phase *C* est ouverte.

La qualité du couple de la MCF pentaphasée est meilleure que celle de la machine triphasée (un couple moyen plus élevé et des ondulations de couple plus faibles). Avec deux phases ouvertes, la machine pentaphasée sera similaire à une machine triphasée d'un point de vue nombre de phases opérationnelles et pourrait continuer son fonctionnement en mode dégradé, fait qui n'est pas possible avec la machine triphasée en présence de deux phases ouvertes.

Ceci montre encore plus l'intérêt des machines à nombre de phases supérieur à trois pour les applications tolérantes aux pannes nécessitant de bonnes performances en fonctionnement dégradé et notamment au niveau de la qualité du couple.

## 2.4 Mesures expérimentales sur les deux prototypes

Dans cette partie, nous validerons quelques caractéristiques introduites dans la partie précédente. Les résultats numériques (EF 2D) seront validés expérimentalement sur le banc expérimental que nous avons au laboratoire SATIE (Figure 2.3) constitué d'une MCF triphasée et d'une MCF pentaphasée et les équipements correspondants.

### 2.4.1 Mesure des forces électromotrices

Pour valider les flux à vide relevés par EF 2D dans le paragraphe 2.3.2.1, nous avons mesuré les f.e.m des deux machines. Nous entraînons la machine avec une Machine à Courant Continu (MCC) et nous mesurons la tension aux bornes d'une phase. La figure 2.21 montre la f.e.m dans la phase A de la MCF pentaphasée à une fréquence électrique égale à 533 Hz.

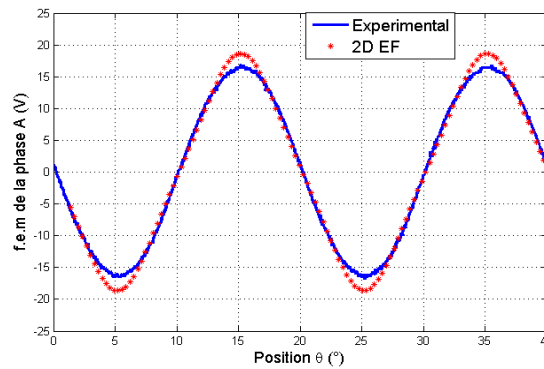


Figure 2.21. f.e.m dans la phase A de la MCF pentaphasée

L'erreur entre la f.e.m relevée par EF 2D et celle mesurée expérimentalement est d'environ 10%. La différence peut être expliquée par l'effet de bord qui n'est pas pris en considération dans le modèle EF 2D où les fuites magnétiques suivant l'axe  $z$  n'existent pas. Ces fuites de flux diminuent le flux observé par la phase A et donc la f.e.m. A partir des f.e.m et de la vitesse de rotation de la machine, les flux à vide sont déduits. Les résultats sont groupés dans le tableau 2.2 à la fin de ce chapitre.

### 2.4.2 Mesure des inductances propres instantanées

#### 2.4.2.1 Méthode de mesure

La mesure des inductances instantanées est un peu plus délicate vu la faible variation de celle-ci (de l'ordre de 0.2 mH) sur une période électrique équivalente à  $36^\circ$  mécaniques pour la machine triphasée et  $20^\circ$  pour la pentaphasée. Cette mesure a donc été uniquement effectuée pour la machine pentaphasée sur une période électrique. Pour ce faire, nous avons utilisé la méthode suivante :

Pour mesurer, par exemple, l'inductance propre de la phase C, nous alimentons la phase de cette machine avec une tension sinusoïdale à fréquence assez élevée ( $f_{HF}=600$  Hz) par rapport à la fréquence

mécanique (16 Hz équivalent à 54 tr/mn). La machine est entraînée par une MCC. Dans ce cas, la tension de la phase s'écrit :

$$u_c = R_C \cdot i_c + L_C(t) \cdot \frac{di_c}{dt} + i_c \cdot \frac{dL_C}{dt} + e_c \quad \text{Eq. 2.11}$$

Avec  $R_C$ ,  $L_C$ ,  $e_c$ ,  $i_c$ , sont respectivement la résistance, l'inductance, la f.e.m et le courant de la phase C.

Pour simplifier encore cette équation, le terme lié à la f.e.m est annulé par l'inversion du bobinage de la phase C comme indiqué sur la figure 2.22. Nous passons ainsi du couplage normal (a) au couplage inversé (b).

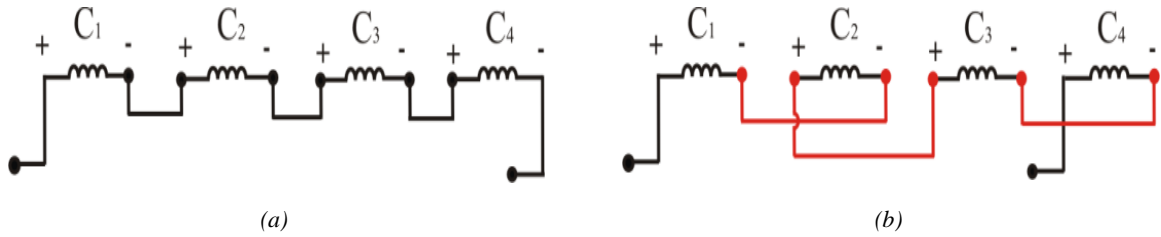


Figure 2.22. Bobinage de la phase C, (a) Bobinage normal, (b) Bobinage inversé.

Quand le bobinage est inversé, le flux à vide est quasiment nul (Figure 2.23) comme si l'induction rémanente des aimants  $B_r$  est forcée à 0. En effet, dans le cas du bobinage inversé, les flux des bobines 2 et 4 sont opposés à ceux des bobines 1 et 3 [96].

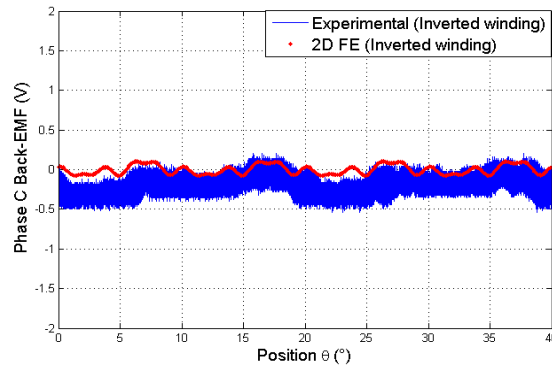


Figure 2.23. f.e.m de la phase C pour un bobinage inversé.

D'autre part, dans l'Eq. 2.11, le terme  $(i_c \cdot \frac{dL_C}{dt} = i_c \cdot \Omega \frac{dL_C}{d\theta})$  est proportionnel à la vitesse de la machine et est donc négligeable devant le terme proportionnel à la haute fréquence  $(L_C \cdot \frac{di_c}{dt})$ . La résistance étant aussi très faible, l'équation devient :

$$u_c = L_C(t) \cdot \frac{di_c}{dt} \rightarrow U_{c_{max}} = L_C(t) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{HF} \cdot I_{c_{max}} \quad \text{Eq. 2.12}$$

Nous effectuons, par la suite, une détection de la crête du courant  $i_c$  avec un démodulateur à diode analogique constitué d'une diode et d'un circuit RC parallèle. Le courant modulé mesuré et la crête

détectée sont présentés sur la figure 2.24. A partir de l'équation précédente, nous pouvons, alors, extraire les variations de l'inductance propre.

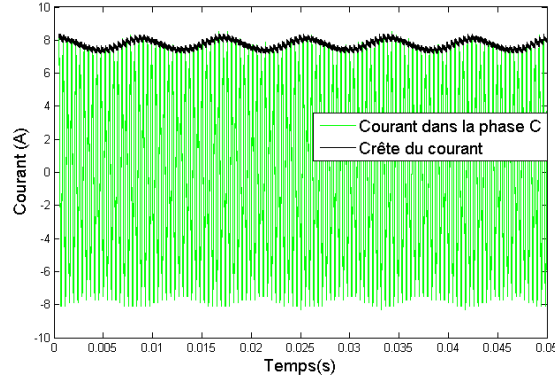


Figure 2.24. Mesure du courant modulé et de la crête détectée.

Durant les essais expérimentaux, nous avons aussi pu remarquer qu'une faible fréquence du courant donnerait des allures moins bonnes car la fréquence de rotation de la machine serait de moins en moins négligeable devant la fréquence d'alimentation de la phase. Une fréquence très élevée ( $>1\text{kHz}$ ) diminuerait beaucoup le courant maximal dans la phase et augmenterait les pertes fer. Une vitesse très faible de la machine serait ondulée et donc pourrait générer des erreurs dans le calcul des inductances.

### 2.4.2.2 Interprétation des résultats de mesure

Une fois les inductances propres mesurées, nous comparerons ici les résultats à ceux obtenus par EF 2D. Comme les simulations sont effectuées par EF en bidimensionnels, les têtes de bobines ne sont alors pas prises en compte. Pour les calculer analytiquement, nous nous basons sur les travaux de [99]. L'auteur calcule les inductances des têtes de bobines en les modélisant par la moitié d'un conducteur circulaire placé dans l'air. La géométrie d'une telle boucle est montrée sur la figure ci-dessous et l'inductance pour une telle boucle est donnée par l'Eq. 2.13 :

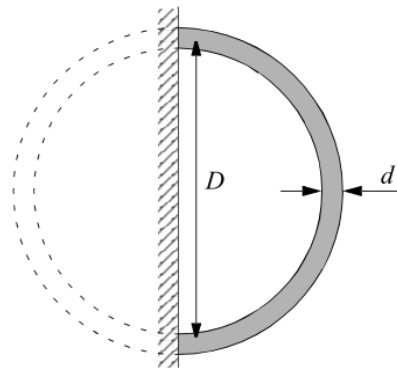


Figure 2.25. Deux têtes de bobines formant une boucle circulaire [99].

$$L_{\text{boucle}} = \mu_0 \frac{D}{2} \left( \ln \left( \frac{8D}{d} \right) - 1.75 \right) \quad \text{Eq. 2.13}$$

$D$  est approximativement égal à un pas polaire et  $d$  est le diamètre de chaque conducteur. L'inductance totale des têtes de bobines par phase est obtenue en multipliant  $L_{\text{boucle}}$  par le nombre de

spires d'une bobine au carré et par le nombre de bobines par phase. En utilisant cette méthode, l'inductance des têtes de bobines par phase obtenue dans notre cas est égale à 0.2mH.

Dans les figures ci-dessous, nous superposons les résultats expérimentaux des inductances propres instantanées aux inductances calculées par EF 2D auxquelles sont rajoutées les inductances des têtes de bobines calculées analytiquement. Afin de vérifier l'influence de l'inversion du bobinage, nous effectuerons cette analyse pour les deux types de bobinage de la phase C, normal et inversé.

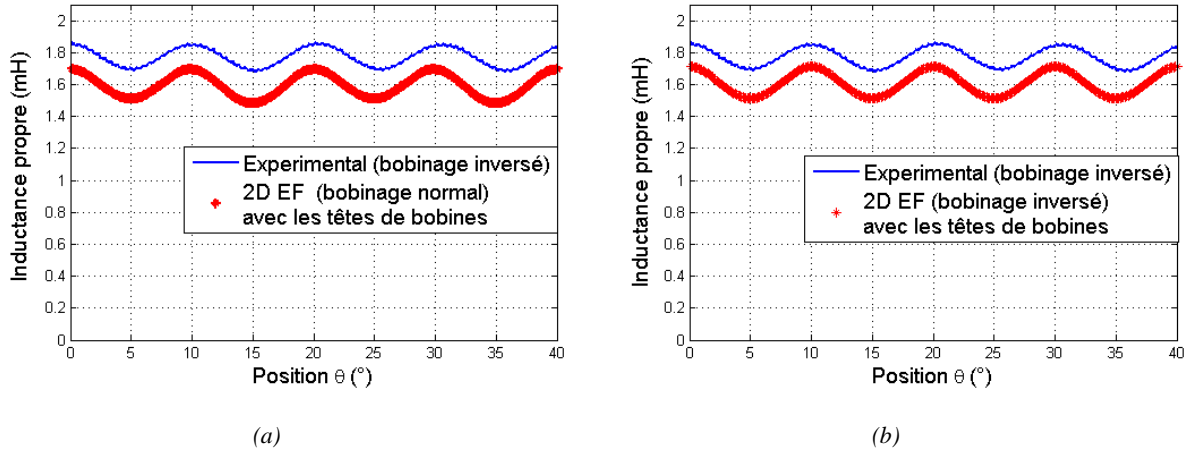


Figure 2.26. MCF pentaphasée : Inductance propre mesurée et simulée, (a) bobinage normal dans l'EF 2D, (b) bobinage inversé dans l'EF 2D.

Des figures ci-dessus, nous pouvons déduire que le bobinage normal et le bobinage inversé donnent des résultats EF 2D quasiment identiques. La validation des inductances expérimentales par la méthode du bobinage inversé est donc possible.

L'erreur entre les deux résultats dans le cas de la figure 2.26 est de 9% sur la valeur moyenne et 10% sur les variations. La différence observée peut être due à plusieurs phénomènes. Dans [102], les auteurs essaient d'expliquer la différence qu'ils ont sur l'inductance EF et expérimentale à haute fréquence. En effet, plusieurs phénomènes peuvent en être la cause. L'anisotropie magnétique des aimants permanents durant la fabrication et la perméabilité relative de ces aimants varient beaucoup entre axes de facile et difficile aimantation. Le chemin magnétique peut ainsi dépendre de la position à cause de ces variations de la perméabilité et par conséquent des variations d'inductances peuvent ainsi apparaître. Un autre phénomène peut intervenir. Il est connu que l'inductance diminue quand on augmente la fréquence à cause des courants induits [102]. Dans notre cas, la forme de l'inductance mesurée change un peu avec l'augmentation de la fréquence, ceci montre que les courants induits peuvent avoir un effet sur l'inductance instantanée. Selon les auteurs de [102], l'erreur entre l'EF 2D et la mesure peut aussi être expliquée par la courbe d'hystérésis non-linéaire  $B-H$  du fer. En effet, pour différentes positions du rotor, les points de fonctionnement  $B-H$  des parties ferromagnétiques peuvent être placés à différentes positions des cycles mineurs. La boucle locale donne une perméabilité relative locale  $\mu_r$  plus faible que celle de la boucle principale. Chaque partie du fer montre donc une perméabilité relative différente quand un courant alternatif est appliqué pour mener le point de fonctionnement à la boucle d'hystérésis locale. Si la perméabilité change en fonction de la position alors de même pour les inductances.

### 2.4.3 Mesure des inductances mutuelles instantanées

La mesure des inductances mutuelles instantanées est effectuée, comme pour les inductances propres, en injectant un courant sinusoïdal dans une des phases de la machine (phase  $C$  par exemple). La tension dans les autres phases non alimentées (phase  $X$  par exemple) s'écrit dans ce cas comme dans l'Eq. 2.14. La f.e.m est nulle car la bobine de cette phase  $X$  est aussi inversée.

$$u_X = i_C \cdot \frac{dM_{CX}}{dt} + M_{CX}(t) \cdot \frac{di_C}{dt} \quad \text{Eq. 2.14}$$

A faible vitesse de la machine, le terme  $(i_C \cdot \frac{dM_{CX}}{dt})$  est négligeable devant  $(M_{CX} \cdot \frac{di_C}{dt})$ .

Le courant  $i_C$  étant sinusoïdal, nous avons alors :

$$U_{X_{max}} = M_{CX}(t) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{HF} \cdot I_{C_{max}} \quad \text{Eq. 2.15}$$

Dans ce cas, une détection des crêtes du courant  $i_C$  et des crêtes de la tension  $u_X$  qui sont tous les deux modulés, nous permet de déduire la variation de  $M_{CX}$  en fonction du temps. La détection de crête est effectuée sur Matlab Simulink par un détecteur de crête constitué d'une diode et un réseau  $RC$  parallèle dont le schéma est donné par la figure 2.27.

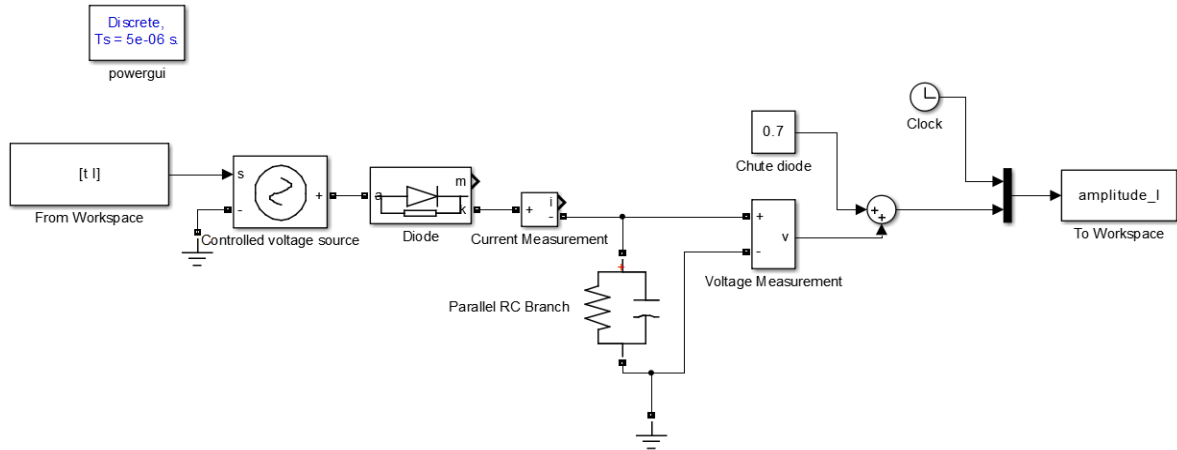


Figure 2.27. Détecteur de la crête du courant constitué d'une diode et un réseau  $RC$  parallèle.

Une autre méthode de mesure serait de commencer par alimenter la phase  $C$  par une tension sinusoïdale. A l'arrêt, la tension aux bornes d'une deuxième phase  $X$  non-alimentée s'écrit comme dans l'Eq. 2.16.

$$u_X = M_{CX} \cdot \frac{di_C}{dt} \rightarrow U_{X_{max}} = M_{CX}(t=0) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot I_{C_{max}} \quad \text{Eq. 2.16}$$

L'inductance mutuelle à la position initiale est ainsi déduite. La deuxième étape consiste à injecter un courant constant dans la phase  $C$  et faire tourner la machine grâce à la MCC. Dès que la machine tourne, ce courant devient sinusoïdal à cause des inductances propres variables en fonction de la position et de la f.e.m aux bornes de la phase. Pour remédier à ces deux problèmes, on ajoute une inductance élevée en série avec la phase alimentée d'une part et on inverse le couplage des bobines de



cette phase, d'autre part. Ainsi, une fois le courant parfaitement constant, on relève la tension aux bornes de la deuxième phase non-alimentée notée  $X$  et dont le couplage des bobines est également inversé, la tension dans ce cas s'écrit :

$$u_X = I_C \cdot \frac{dM_{XC}}{dt} \quad \text{Eq. 2.17}$$

En intégrant le terme en dérivé de l'Eq. 2.17 et connaissant la mutuelle à la position initiale  $M_{CX}(t = 0)$ , nous pouvons retrouver l'expression de la mutuelle entre la phase  $C$  et  $X$  en fonction de la position.

Cette méthode est, cependant, moins précise que la première. Nous nous contenterons alors des résultats donnés par la première méthode.

La figure 2.28 montre la mutuelle la plus élevée entre la phase  $C$  et les autres phases. Celle-ci étant entre la phase  $C$  et les phases *spatialement-adjacentes*  $E$  et  $A$  tel que  $M_{CE}$  est égale à  $M_{CA}$ . La figure 2.29 montre la mutuelle la plus faible entre la phase  $C$  et les autres phases. Celle-ci étant la mutuelle entre, par exemple, la phase  $C$  et les phases *temporellement-adjacentes*  $B$  et  $D$ . Les notions de phases *spatialement* et *temporellement-adjacentes* seront expliquées un peu plus tard dans ce mémoire.

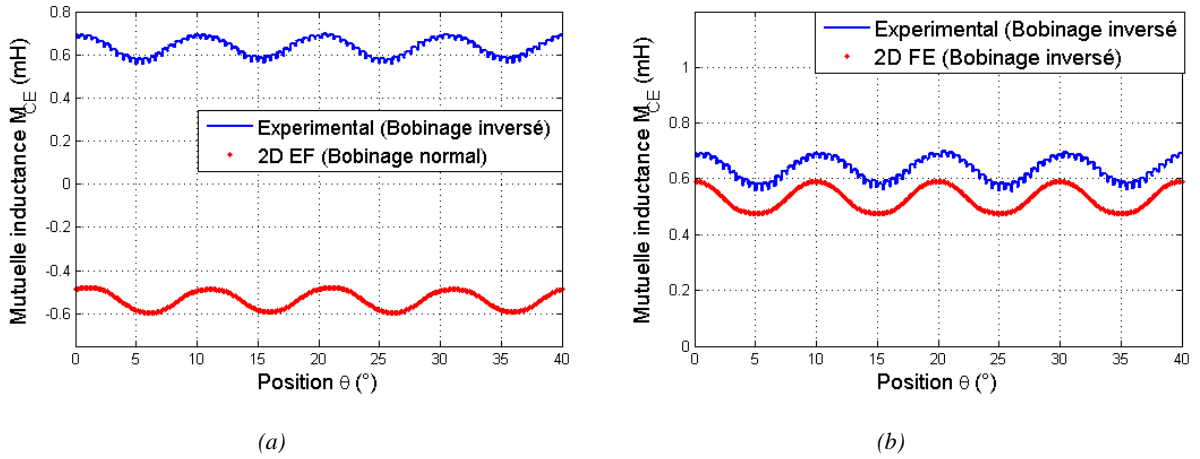


Figure 2.28. MCF pentaphasée : Inductance mutuelle des phases spatialement-adjacentes, (a) bobinage normal dans l'EF 2D, (b) bobinage inversé dans l'EF 2D.

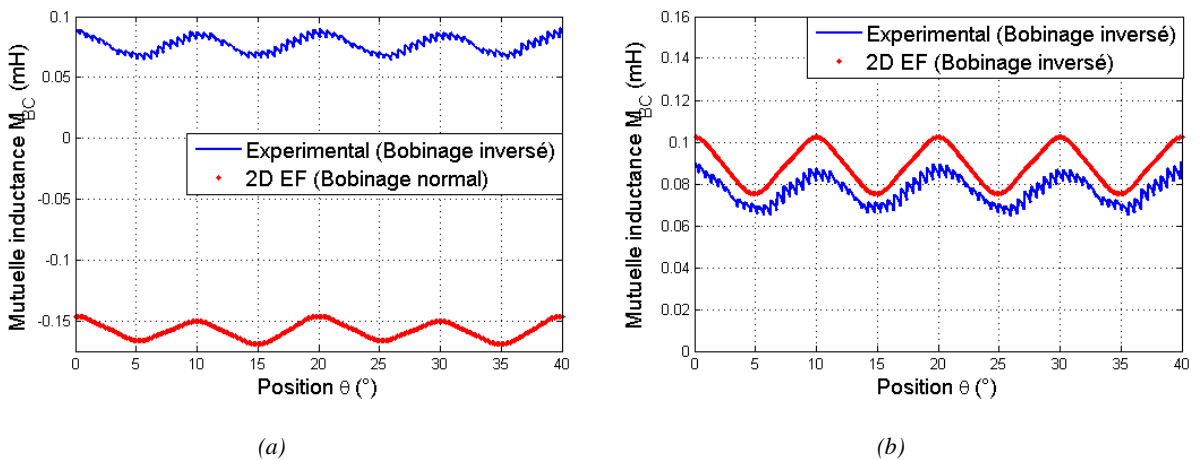


Figure 2.29. MCF pentaphasée : Inductance mutuelle des phases temporellement-adjacentes, (a) bobinage normal dans l'EF 2D, (b) bobinage inversé dans l'EF 2D.

Pour la mesure de la mutuelle  $M_{BC}$ , la tension dans la phase  $B$  étant très faible, la valeur maximale est d'environ 1.5V. Celle-ci est ainsi facilement affectée par les offsets des sondes ( $\pm 200\text{mV}$ ) et de la f.e.m qui est certes très faible mais non négligeable comparé à 1.5V (environ 200mV à faible vitesse). Ainsi la valeur moyenne de l'inductance mutuelle peut-être facilement impactée par ces perturbations. Nous ne pouvons donc pas faire confiance à la valeur moyenne de cette inductance mesurée. Néanmoins, grâce à cet essai, nous avons au moins pu déterminer les variations de ces faibles mutuelles. La valeur moyenne est donc déterminée en effectuant plusieurs essais en statique. Nous varions l'angle du rotor manuellement et nous relevons à chaque fois la tension maximale dans la phase  $B$  et le courant maximal dans la phase  $C$  ce qui nous permet de calculer  $M_{BC}$  pour chaque position. La valeur moyenne de  $M_{BC}$  est la moyenne de toutes les valeurs obtenues de  $M_{BC}$  en fonction de la position.

#### 2.4.4 Mesure des paramètres mécaniques

Nous décrivons dans ce paragraphe la méthode de mesure des paramètres mécaniques des MCF triphasée et pentaphasée.

Le couple résistant de la MCF est constitué d'un couple de frottement sec  $T_0$  constant et d'un couple de frottement visqueux ( $f \Omega$ ). Dans ce paragraphe, nous décrivons la mesure des paramètres mécaniques à savoir le coefficient de frottement  $f$ , l'inertie  $J$  et le couple de frottement  $T_0$ .

Pour ce faire, nous entraînons la MCF avec une MCC. En régime permanent, le couple généré par la MCC est égal au couple résistant de la MCF. En mesurant le courant de la MCC en régime permanent pour différentes vitesses de rotation, nous pouvons déduire le couple résistant en fonction de la vitesse de rotation et donc calculer le couple de frottement sec et le coefficient de frottement suivant l'Eq. 2.18.

$$kI = f\Omega + T_0 \quad \text{Eq. 2.18}$$

Avec  $I$  le courant de la MCC et  $k$  sa constante électromagnétique.

Pour déterminer le moment d'inertie  $J$ , nous entraînons notre machine avec une MCC. A une vitesse donnée, nous coupons l'alimentation et à partir de l'équation fondamentale de la dynamique (Eq. 2.19), nous pouvons tracer la vitesse de rotation en fonction du temps et déduire à partir de celle-ci la constante de temps mécanique et donc l'inertie.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T - f\Omega - T_0 \quad \text{Eq. 2.19}$$

Cependant, cette méthode ne prend pas en compte l'influence des aimants qui vont freiner le rotor lors de la coupure d'alimentation. Une autre méthode serait alors de calculer le moment d'inertie analytiquement à partir des rayons extérieurs et intérieurs de la machine.

Tous les résultats mesurés sont regroupés dans le tableau 2.2 du paragraphe 2.4.6.

### 2.4.5 Evaluation des contraintes thermiques

Dans cette partie, nous allons décrire les méthodes pour mesurer les courants thermiques et les courants de courts-circuits des MCF triphasée et pentaphasée. Le courant thermique est le courant maximal admissible par les enroulements de la machine. Le courant de court-circuit est le courant mesuré dans la machine quand une phase est court-circuitée.

#### 2.4.5.1 Mesure du courant thermique

Les prototypes de MCF que nous avons au laboratoire possèdent une classe d'isolation  $F$  dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Une température ambiante maximale égale à  $40^{\circ}\text{C}$ ,
- Un échauffement supplémentaire admissible par le bobinage égal à  $105^{\circ}\text{C}$ ,
- Une réserve thermique de  $+10^{\circ}\text{C}$ ,

La température maximale du bobinage  $Temp_{max}$  est alors de  $155^{\circ}\text{C}$ . La figure 2.30 montre la température maximale des bobinages en fonction de la classe d'isolation.

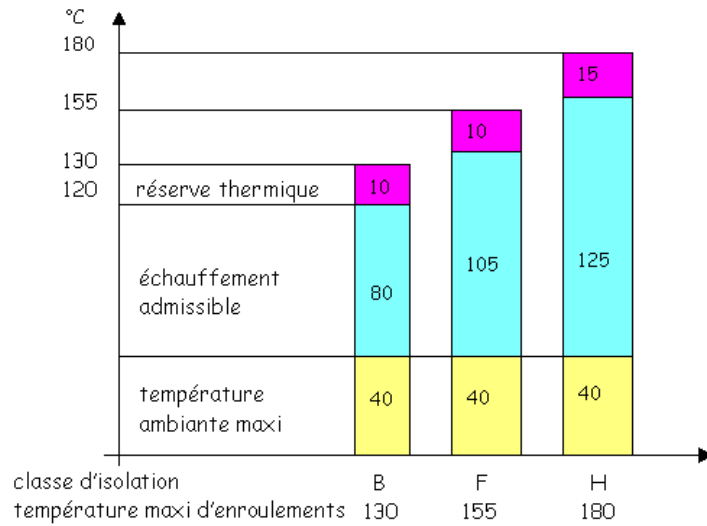


Figure 2.30. Température maximale des bobinages en fonction de la classe d'isolation [101].

Dans ce paragraphe, nous désirons estimer le courant thermique  $I_{TH}$  correspondant au courant maximal supporté par le bobinage de la machine. Nous alimentons une phase de la machine avec une tension constante et nous attendons que le bobinage chauffe en régime permanent. Une fois que le courant dans la phase se stabilise, nous relevons, ce courant qu'on appellera  $I_{mes}$ . A partir de ce courant et de la tension d'alimentation, nous déduisons la résistivité des bobinages  $\rho$ . La température  $Temp_{mes}$  à cet instant est alors déduite à partir de l'Eq. 2.20.

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha(Temp_{mes} - Temp_0)) \quad Eq. 2.20$$

Avec  $Temp_0$  la température de référence (nous prenons la température ambiante),  $\rho_0$  est la résistivité à cette température et  $\alpha$  est la variation relative moyenne de résistivité par degré.

Quand la machine est à l'arrêt, le courant thermique  $I_{TH}$  est proportionnel à la température maximale  $Temp_{max}$  et inversement proportionnel à  $I_{mes}$  suivant l'Eq. 2.21. L'équation est issue de la loi de Fourier en transfert thermique.

$$\frac{Temp_{mes} - Temp_0}{Temp_{max} - Temp_0} = \frac{I_{mes}^2}{I_{TH}^2} \quad Eq. 2.21$$

De même, les valeurs des courants thermiques peuvent alors être déduites. Les valeurs sont montrées dans le tableau 2.2. Nous pouvons remarquer que la MCF triphasée a un courant thermique plus élevé que la MCF pentaphasée, ce qui lui permet de supporter des courants plus élevées que ceux de la MCF pentaphasée.

### 2.4.5.2 Mesure du courant de court-circuit

Par mesure de sécurité, le courant de court-circuit dans une machine ne doit pas dépasser le courant thermique. Le courant de court-circuit en fonctionnement générateur peut être relevé et ceci en entrainant la machine avec une MCC et en mesurant la f.e.m à ses bornes, nous pouvons ainsi noter :

$$i_{cc} = \frac{e}{\sqrt{R^2 + (N_r \Omega L)^2}} \quad Eq. 2.22$$

Avec  $e$ ,  $R$ ,  $L$  sont respectivement la f.e.m aux bornes de la phase, la résistance, l'inductance de la machine.

Les mesures du courant de court-circuit ont été effectuées à des vitesses constantes. Celles-ci sont regroupées dans le tableau 2.2. A des vitesses élevées, ce courant tend vers une valeur constante égale au ratio du flux crée par les aimants sur l'inductance. Ceci sera expliqué en détail dans le chapitre 4.

A pertes Joule égales, ce courant de court-circuit est plus faible pour la MCF pentaphasée car son flux à vide est plus faible. Ce point particulier fait de la MCF une meilleure candidate pour les applications nécessitant une bonne fiabilité et tolérance aux pannes.

### 2.4.5.3 Mesure des vitesses de base et des capacités de défluxage

Pour mesurer la vitesse de base  $\Omega_b$  des deux machines (la vitesse à partir de laquelle la valeur maximale du couple ne peut plus être assurée car la tension maximale est atteinte), nous couplons la MCF avec une MCC débitant sur une charge résistive. En faisant varier la charge, nous varions les différents points de fonctionnement et nous pouvons ainsi relever la vitesse de base. Le schéma de mesure pour la MCF pentaphasée est montré sur la figure 2.31. Le même principe est appliqué pour mesurer la vitesse de base de la MCF triphasée (l'onduleur pentaphasé est alors remplacé par un onduleur triphasé). Les mesures sont récapitulées dans le tableau 2.2 du paragraphe suivant.

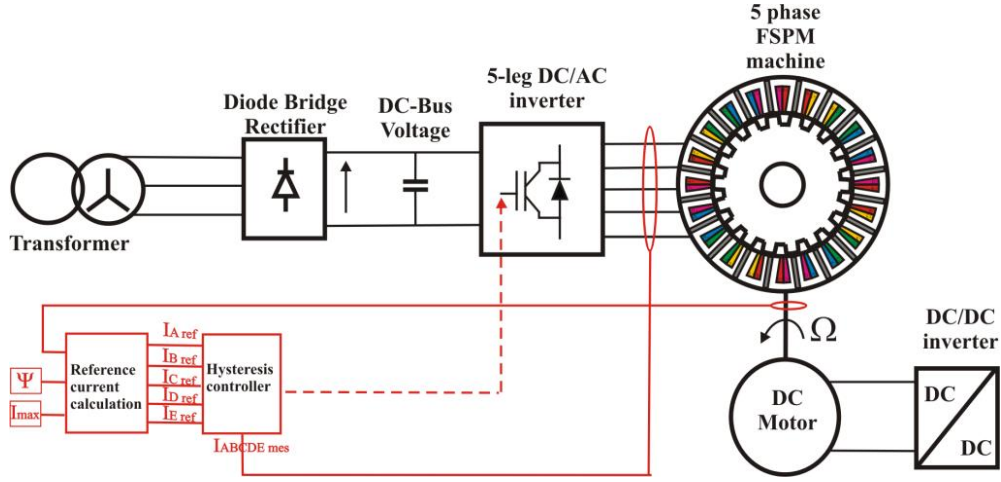


Figure 2.31. Schéma de mesure de la vitesse de base de la MCF pentaphasée.

A partir de la vitesse de base, la valeur maximale du couple ne peut plus être assurée car la tension maximale est atteinte. Afin d'élargir la plage de vitesse des machines, nous avons intérêt à agir sur le déphasage entre les f.e.m et les courants. Ce fonctionnement est dit défluxage ou désexcitation. Il permet ainsi de réduire la f.e.m notée  $E_0$  sur la figure 2.32 et laisser ainsi la machine produire son couple à haute vitesse.

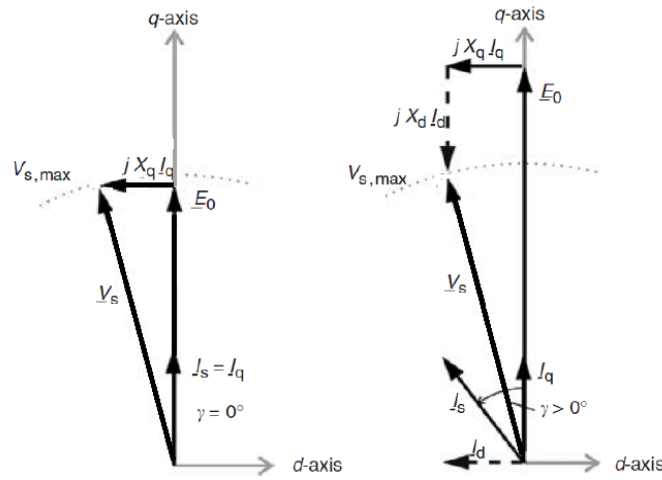


Figure 2.32. Diagramme de Fresnel d'une machine synchrone à basse vitesse (gauche) et à la vitesse de défluxage (droite).

Le paramètre le plus influent dans le défluxage est l'inductance de la machine. Dans [103], l'auteur considère un paramètre  $r$  de réaction d'induit normalisée par rapport au flux inducteur maximal  $\phi_{0max}$ , avec l'hypothèse que la machine est à rotor sans saillance ( $L_d \approx L_q \approx L$ ) :

$$r = \frac{L \cdot I_{max}}{\phi_{0max}} \quad \text{Eq. 2.23}$$

La capacité de défluxage des deux MCF a été calculée à partir de l'inductance et du flux à vide mesurés et est récapitulée dans le tableau 2.2 du paragraphe suivant.

### 2.4.6 Récapitulatif des mesures

Dans le tableau ci-dessous, nous superposons les résultats numériques (simulation EF 2D) et expérimentaux des caractéristiques de la MCF triphasée et pentaphasée, discutées dans les paragraphes précédents.

Tableau 2.2. Caractéristiques EF 2D et expérimentales des deux machines

Caractéristiques	Machine triphasée		Machine pentaphasée	
	EF 2D	Mesure	EF 2D	Mesure
Résistance ( $\Omega$ )	0.22		0.35	
Inductance propre moyenne (mH)	1.81	1.85	1.6	1.77
Moyenne de la mutuelle adjacente (mH)	0.79	0.81	0.54	0.64
Moyenne de la mutuelle non-adjacente (mH)	x	x	0.077	0.08
Flux à vide maximal (mWb)	8	9.5	5.14	5.02
Coefficient de frottement $f$ (Nm/rad/s)	0.0015		0.0016	
Couple de frottement sec $T_0$ (Nm)	0.287		0.285	
Moment d'inertie ( $\text{kgm}^2$ )	0.0095		0.0094	
Courant thermique (A)	20		14.6	
Courant de court-circuit (A) à une vitesse=100 rd/s	3.2		2.1	
Vitesse maximale (rd/s) sans défluxage et à pertes Joule=30W	300		200	
Capacité de défluxage à pertes Joule=30W	1.83		2.11	

D'après le tableau 2.2, nous pouvons remarquer que la résistance de la machine pentaphasée est plus élevée que la machine triphasée, ce qui signifie qu'à même courant injecté dans la phase, les pertes Joule dans la phase de la machine pentaphasée seront plus élevées. Ceci explique aussi le courant thermique plus faible pour la machine cinq-phases. La valeur moyenne des inductances et le flux à vide maximal sont, par contre, plus élevés pour la machine triphasée.

D'un point de vue mécanique, les deux machines ont quasiment les mêmes caractéristiques et la même masse. Pour les mêmes pertes Joule, la vitesse de base est plus élevée pour la machine triphasée. Par contre, la capacité de défluxage est meilleure pour la MCF pentaphasée.

Toutes ces comparaisons permettent de conclure que les deux machines ont des performances similaires. Cependant, la MCF pentaphasée apporte de meilleures performances quant à la tolérance aux pannes. A pertes Joule égales, son couple est plus élevé et son ondulation de couple est plus faible en modes sain et dégradé. Son courant de court-circuit est aussi plus faible. De plus, par une prise en compte dès la phase de conception de la machine, le troisième harmonique de la f.e.m aurait pu être exploité pour produire un couple supplémentaire [2][52]. Par une bonne gestion de la commande en mode dégradé, la qualité du couple pourrait être améliorée tout en minimisant les pertes Joule. C'est ce qui fera l'objectif des chapitres suivants.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons, tout d'abord, rappelé le principe de fonctionnement des machines à commutation de flux (MCF). Ensuite, nous avons présenté une MCF pentaphasée et une MCF triphasée que nous avons modélisées par la méthode des EF 2D. Suite à des calculs Eléments Finis des caractéristiques des deux machines et suite aux validations expérimentales sur les prototypes existants au laboratoire, nous avons pu tirer quelques conclusions quant aux performances électromagnétiques des deux machines.

Tout d'abord, du point de vue du couple massique ou couple par pertes Joule qui sont des critères importants, la machine pentaphasée est meilleure, et permet de produire un couple moyen plus élevé avec des ondulations plus faibles sur toute la plage de variation de la densité de courant.

De plus, contrairement à la machine triphasée, la machine pentaphasée est une machine tolérante aux pannes puisqu'elle peut continuer son fonctionnement avec une ou deux phases en défaut. Son courant de court-circuit est aussi plus faible que celui de la machine triphasée. Pour cette machine et en fonctionnant à un courant en mode sain égal au courant thermique, l'apparition d'un court-circuit ne risque pas de faire circuler dans la phase un courant plus élevé. En effet, pour ce type de machines, le courant de court-circuit est toujours inférieur au courant qu'on avait avant l'apparition du défaut. Ceci sera plus détaillé dans le chapitre 4. Un autre avantage de la MCF pentaphasée, c'est sa large capacité de défluxage.

Les essais expérimentaux ont été menés pour déterminer les caractéristiques et paramètres des deux machines et ainsi valider quelques résultats de simulation. Parmi ces mesures, celles des inductances propres et mutuelles instantanées étaient délicates car les variations et la périodicité sont très faibles. Un bon accord entre tous les résultats de simulation et expérimentaux a été observé.

## Chapitre 3 Etude de la tolérance aux ouvertures de phases des machines cinq-phases à commutation de flux

---

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons à l'étude de la tolérance aux défauts d'une machine cinq-phases à commutation de flux (MCF pentaphasée), et plus précisément la tolérance aux ouvertures de phases. L'étude traitera, tout d'abord, le cas d'une phase ouverte, puis de deux phases adjacentes et non-adjacentes ouvertes. On distinguera le cas de phases *temporellement* et *spatialement-adjacentes*.

Dans la première partie traitant le cas d'une phase ouverte, le comportement de la machine lors de l'apparition du défaut sera décrit. Dans le but d'améliorer le modèle de comportement en défaut, une reconfiguration des courants de référence reposant sur trois méthodes de calcul sera détaillée. Celle-ci va de la plus simple (la reconfiguration annulant uniquement le courant du neutre puis la reconfiguration analytique) à la multi-objectifs, multi-contraintes calculée par un Algorithme Génétique (AG) d'optimisation. Un modèle analytique du couple hybride sera utilisé dans cet AG en vue de trouver les courants améliorant sa qualité en mode dégradé. Il s'avérera qu'après injection de ces courants dans le modèle EF 2D de la machine, le couple obtenu est différent du couple hybride analytique au niveau de l'ondulation.

Dans la partie suivante, un modèle de couple plus précis et plus complet sera alors établi et utilisé dans l'AG. Les performances électromagnétiques après reconfiguration seront alors grandement améliorées. Une comparaison des performances de la machine en modes sain, de défaut et reconfiguré, sera aussi présentée. Les résultats expérimentaux appuieront l'analyse.



### 3.2 Comportement de la machine en cas d'ouverture d'une phase

En fonctionnement moteur, une MCF pentaphasée est alimentée par un onduleur de tension. Deux structures peuvent être envisagées. Une alimentation par une structure d'alimentation à cinq bras c'est à dire un bras d'onduleur par phase ou bien une alimentation où chaque phase de la machine est alimentée par un onduleur monophasé (structure d'alimentation à dix-bras).

Une étude dans le cadre de [58], porte sur l'analyse des vecteurs tensions de l'onduleur MLI pour les deux structures et leurs répartitions dans le plan primaire, secondaire et sur la droite homopolaire. L'auteur montre que dans le cas de la structure cinq-bras (avec le neutre de la machine non relié), l'amplitude des vecteurs est diminuée de moitié. Pour obtenir un même vecteur tension, il faut donc un bus continu d'amplitude supérieure. En mode dégradé, la structure cinq-bras est plus délicate. En effet, les tensions de phases ne sont pas directement accessibles. L'auteur propose une approche de modélisation basée sur l'exploitation des tensions composées. Dans le cas de la structure dix-bras, il a été démontré que le courant de phase est nettement plus perturbé que le cas précédent. Ceci s'explique par la présence de la composante homopolaire dans la tension de phase. De plus, l'onduleur dix-bras est plus coûteux car le nombre de composants électroniques est plus élevé.

Dans le cas d'apparition d'un défaut, le potentiel du point milieu d'un bras de pont n'est plus contrôlé et la tension n'est plus imposée par l'onduleur mais par l'enroulement en défaut. Une première solution à cette situation de « générateur non contrôlé » consiste à mettre en place une stratégie de déconnexion de la phase en défaut de l'onduleur en modifiant sa structure de base. Plusieurs solutions ont été proposées en littérature.

Pour la structure cinq-bras, nous présentons ici deux possibilités pour la connexion du point neutre en cas de défauts. La première consiste à connecter le neutre à un sixième bras d'onduleur supplémentaire de sorte que les signaux de commande de chaque phase soient indépendants les uns des autres, ce qui augmenterait la tolérance aux pannes tout en respectant les contraintes de coût des composants. La deuxième solution serait de relier ce neutre au point milieu des capacités de filtrage du bus continu de l'onduleur. Ce qui permet d'avoir une composante homopolaire  $V_{NO}$  à référentiel  $O$  fixe et avec un courant homopolaire qui peut être contrôlé mais aussi de s'affranchir du sixième bras d'onduleur et toute la commande et l'électronique qui vont avec.

L'auteur dans [104] propose ces deux configurations de connexion pour un ensemble onduleur-actionneur triphasés tolérants aux pannes (Figure 3.1). Il montre quelques limites de ces deux configurations en défaut dont la diminution de la tension maximale par phase et ainsi la réduction de la vitesse. Lorsqu'un défaut de court-circuit apparaît et quand le neutre de la machine est connecté au point milieu de l'étage continu, le contrôle de la tension du point milieu de l'étage continu est délicat. L'amplitude du courant traversant l'interrupteur de reconfiguration  $k$  est au moins  $\sqrt{3}$  fois plus élevée que le courant des phases (courant dans les composants de l'onduleur). Dans le deuxième cas, les composants du bras supplémentaire doivent aussi être surdimensionnés en courant.

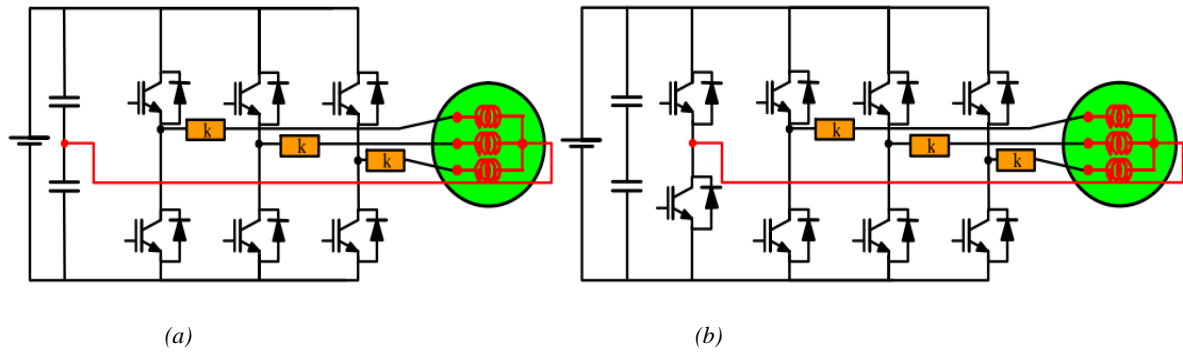


Figure 3.1. Schéma d'une machine synchrone à aimants permanents et son convertisseur dont (a) le neutre peut être connecté au point milieu de la source ou (b) à un quatrième bras [104].

L'alimentation par un onduleur cinq-bras et la solution du neutre relié à l'étage continu sont retenues pour notre application. La machine est ainsi commandée en courant à travers un onduleur de tension cinq-bras avec un neutre relié au point milieu des capacités (Figure 3.2).

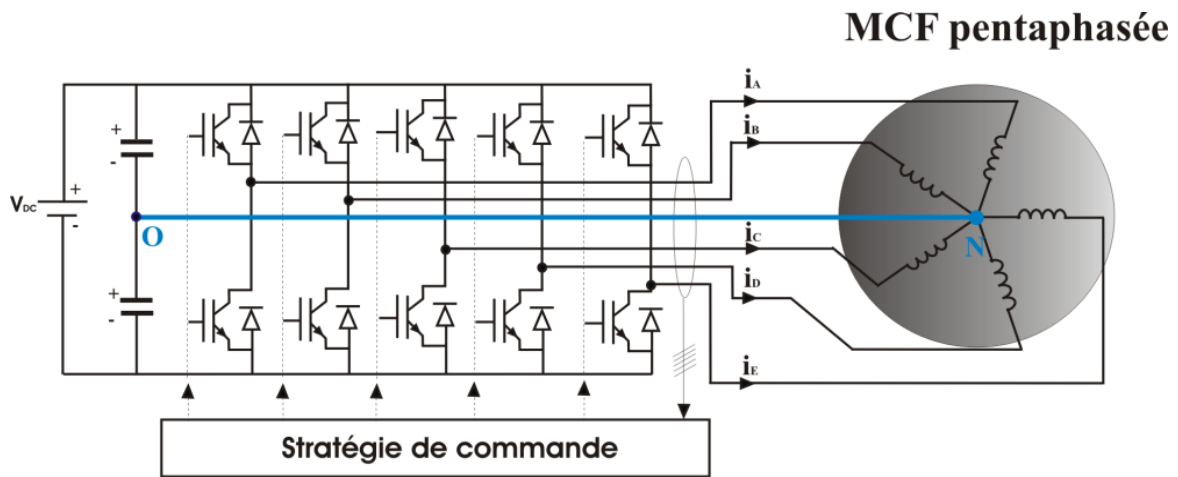


Figure 3.2. MCF pentaphasée connectée à un onduleur cinq-bras avec neutre relié.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons au mode dégradé lié à la déconnexion d'une phase de la MCF. Une phase est déconnectée suite à la présence d'un interrupteur défectueux d'un bras de l'onduleur ou bien lors de l'ouverture du circuit lié à une phase que ce soit au niveau des câbles de connexion ou au niveau de l'enroulement lui-même. Si un interrupteur de l'onduleur est défectueux, le bras ne sera plus commandé et la phase sera déconnectée.

Dans le paragraphe suivant, on choisit de déconnecter la phase C. Ceci se traduit dans le modèle EF 2D de la machine par un courant de référence de cette phase nul. En expérimental, il faut déconnecter réellement le câble relié à la phase pour éviter les courants parasites dus aux découpages autour de la référence nulle.

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'en négligeant le couple de détente et le couple relucant, le couple est quasiment égal au couple hybride (Eq.3.1) dont la valeur moyenne, pour des f.e.m sinusoïdales (Eq.3.2) et des courants sinusoïdaux (Eq.3.3), est donnée par l'Eq.3.4. L'ouverture de phases génère un déséquilibre des courants. Combinée aux forces électromotrices, ce déséquilibre des courants implique la création d'harmoniques de couple qui, de ce fait, ne sera plus constant.

$$T_{hybrid} = \sum_{k=A,B,C,D,E} \frac{d\phi_{0k}}{d\theta} \cdot i_k \quad Eq.3.1$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{0A} \\ \phi_{0B} \\ \phi_{0C} \\ \phi_{0D} \\ \phi_{0E} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{0max} \sin(N_r \theta) \\ \phi_{0max} \sin(N_r \theta - \frac{2\pi}{5}) \\ \phi_{0max} \sin(N_r \theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \phi_{0max} \sin(N_r \theta - \frac{6\pi}{5}) \\ \phi_{0max} \sin(N_r \theta - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad Eq.3.2$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{max} \cos(N_r \theta + \psi_0) \\ I_{max} \cos(N_r \theta - \frac{2\pi}{5} + \psi_0) \\ I_{max} \cos(N_r \theta - \frac{4\pi}{5} + \psi_0) \\ I_{max} \cos(N_r \theta - \frac{6\pi}{5} + \psi_0) \\ I_{max} \cos(N_r \theta - \frac{8\pi}{5} + \psi_0) \end{bmatrix} \quad Eq.3.3$$

$$< T_{hybrid} > = \frac{5}{2} N_r \phi_{0max} I_{max} \cos(\psi_0) \quad Eq.3.4$$

Où  $N_r$ ,  $\phi_{0k}$ ,  $\phi_{0max}$ ,  $i_k$ ,  $I_{max}$ ,  $\theta$  et  $\psi_0$  sont respectivement le nombre de dents rotoriques, le flux à vide, le flux à vide maximal, le courant de la phase  $k$ , l'amplitude du courant, la position mécanique et l'angle d'autopilotage entre les f.e.m et les courants.

Le couple instantané obtenu par la méthode des EF 2D dans le cas sain est montré sur la figure 3.3 (a). En gardant les courants dans les phases saines identiques avant et après l'ouverture d'une phase, nous avons pu calculer le couple instantané en défaut par la méthode des EF 2D, dont le résultat est illustré sur la figure 3.4 (a). La valeur moyenne, dans ce cas, est donnée par l'Eq.3.5.

$$< T_{hybrid} > = 2N_r \phi_{0max} I_{max} \cos(\psi_0) \quad Eq.3.5$$

Pour un courant dans les phases saines d'amplitude égale à 9A, l'Eq.3.5 donnerait un couple moyen de 1.6N.m, ce qui est en accord avec le résultat EF 2D (Figure 3.4 (a)). Une diminution de la valeur moyenne est donc observée après ouverture de la phase  $C$  (nous passons de 2.15N.m à 1.6N.m) et une ondulation de couple est également créée (61%). De même pour la vitesse. Un courant résiduel dans le neutre apparaît, car nous n'avons plus un système équilibré. Ce courant est donné par l'Eq. 3.6.

$$i_N = i_A + i_B + i_D + i_E = -(i_C)_{du\ cas\ sain} \quad Eq. 3.6$$

Dans les figures 3.3 (b) et 3.4 (b), nous observons les flux en charge avant et après défaut. Nous pouvons remarquer que le flux dans la phase  $C$  est diminué suite à l'ouverture de cette phase. Les amplitudes des flux en charge des phases *spatialement-adjacentes*  $A$  et  $E$  sont égales et plus faibles que celles des phases *temporellement-adjacentes*  $B$  et  $D$  (Les notions de phases *spatialement-adjacentes* et *temporellement-adjacentes* seront expliquées un peu plus tard dans le chapitre). Ceci s'explique par le fait que les flux en charge s'écrivent suivant l'Eq.3.7.

$$\phi_k = L_k i_k + \sum_{\substack{j \neq k \\ j=A,B,C,D,E}} M_{kj} i_j + \phi_{0k} \quad \text{Eq.3.7}$$

Où  $L_k$ ,  $M_{kj}$ ,  $i_k$  sont respectivement l'inductance propre de la phase  $k$ , l'inductance mutuelle entre la phase  $k$  et  $j$  et le courant de la phase  $k$ . Si  $i_C$  est nul, le terme  $M_{kC}i_C$  sera nul et l'influence de ce terme est d'autant plus importante que les phases sont *spatialement-adjacentes*.

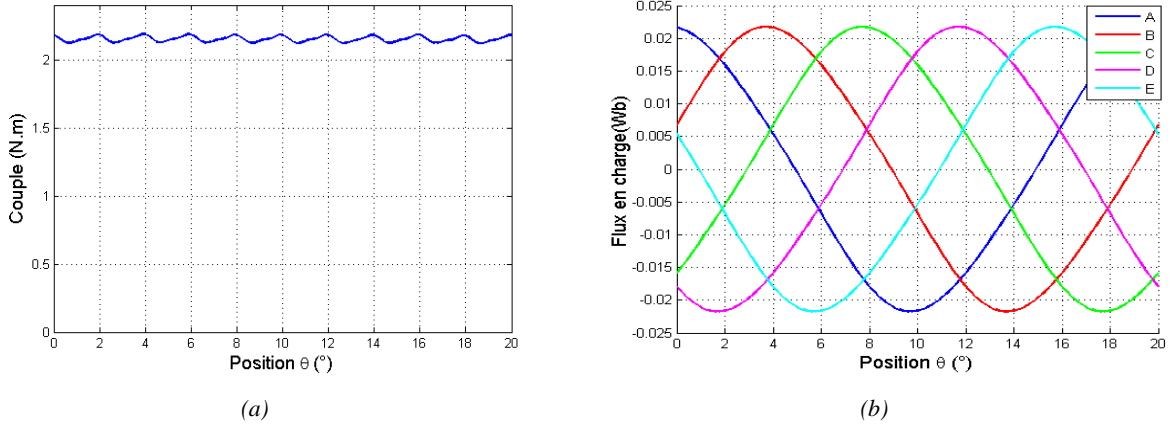


Figure 3.3. Cas de fonctionnement normal (sain), (a) Couple calculé par EF 2D, (b) Flux en charge, (Point de fonctionnement 9A).

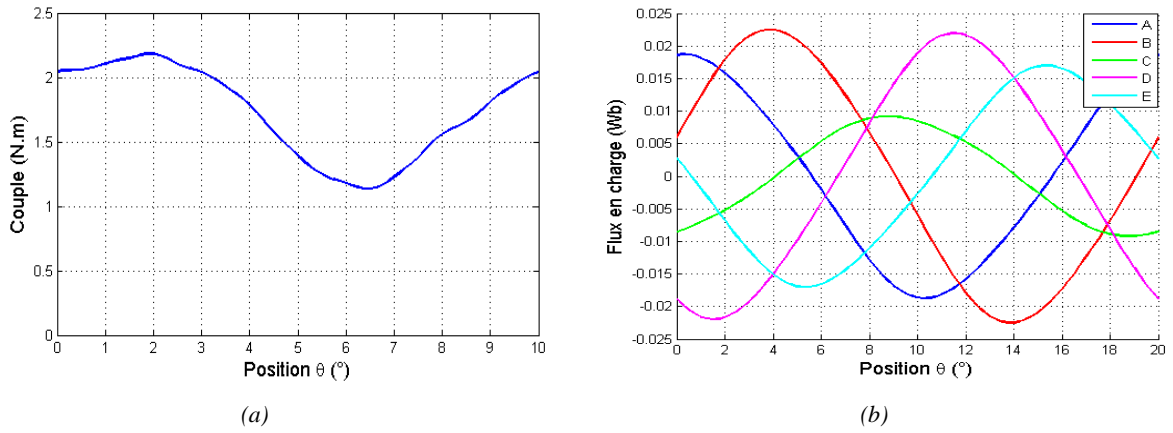


Figure 3.4. Phase C ouverte, (a) Couple calculé par EF 2D, (b) Flux en charge, (Point de fonctionnement 9A).

Les performances électromagnétiques du système peuvent être maintenues quasiment inchangées par une reconfiguration correcte de la commande des courants circulant dans les phases restantes. Cette reconfiguration, conduisant à une opération tolérante aux pannes, repose principalement sur une redéfinition des courants des phases de la machine après apparition du défaut. L'idée dans ce travail est de faire varier les amplitudes et les déphasages des courants de référence des phases saines de façon à assurer certains objectifs en respectant certaines contraintes que nous pouvons fixer suivant l'application et le cahier des charges. Le problème est formulé de cette façon, dans le but de garder des courants sinusoïdaux même en défaut pour une plus simple stratégie de reconfiguration.

Par conséquent, nous avons choisi de détailler trois possibilités pour le calcul des paramètres affectant les amplitudes et déphasages des courants de référence. Celles-ci dépendent des objectifs et

contraintes que nous nous imposons. Nous allons les détailler une par une, par ordre de complexité progressif :

- Un calcul systématique simple et rapide dont l'objectif est uniquement d'annuler le courant dans le neutre en gardant un couple moyen acceptable.
- Un calcul analytique dont le but est d'annuler le courant dans le neutre et l'ondulation du couple tout en gardant un couple moyen acceptable.
- Un algorithme d'optimisation multi-objectifs multi-contraintes. L'idée est d'utiliser un algorithme non-déterministe et multi-objectifs multi-contraintes comme l'Algorithme Génétique (AG) et plus précisément le NSGA II, où les pertes Joule sont, en outre, prises aussi en considération. Au fil du raisonnement de ce chapitre, le modèle analytique du couple servant au calcul des courants de références optimaux est de plus en plus ajusté. Nous avons publié quelques résultats de ces méthodologies dans [105][106].

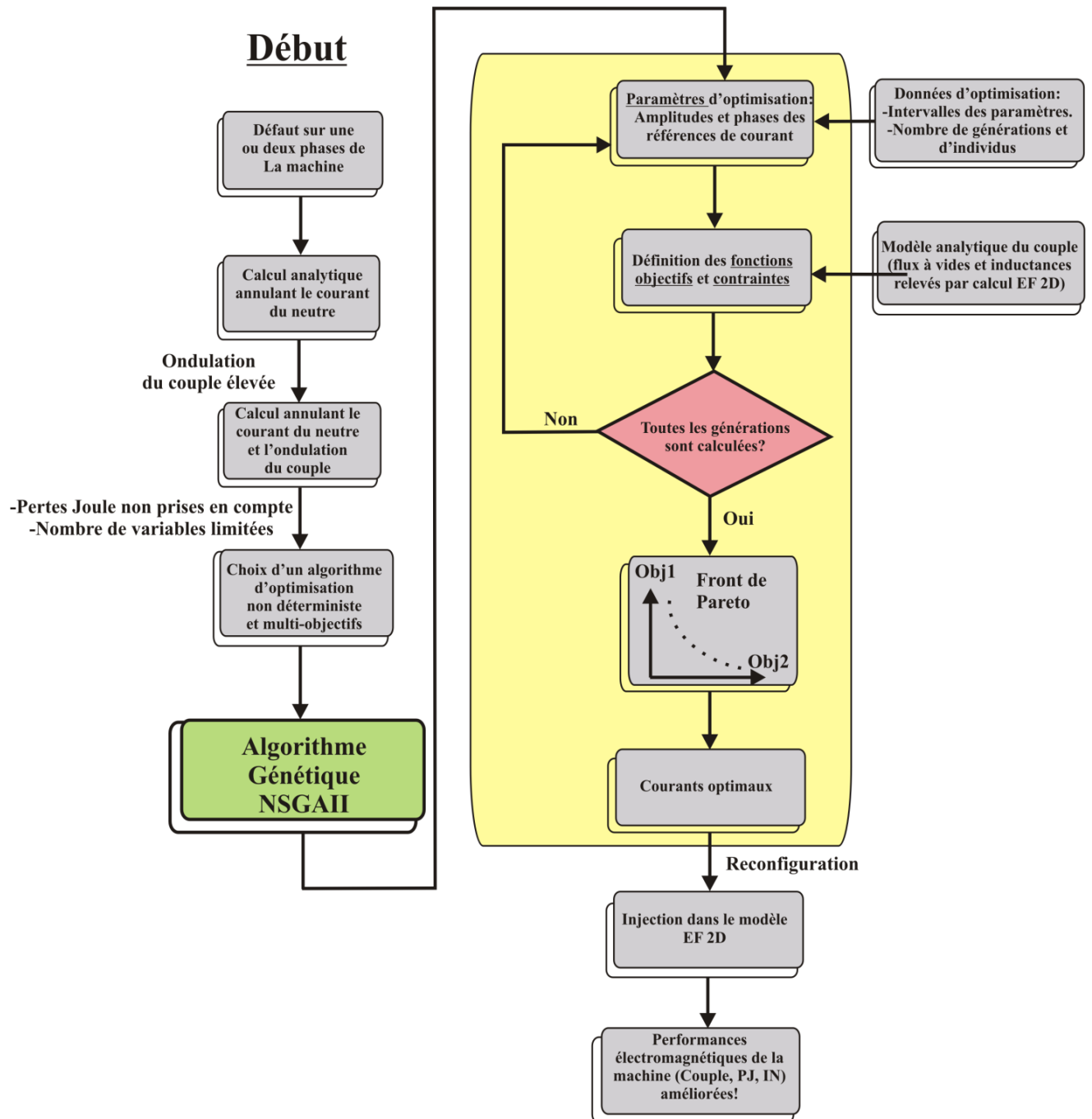


Figure 3.5. Organigramme de la méthodologie suivie pour le calcul des courants optimaux.

La méthodologie qui sera suivie est résumée dans l'organigramme ci-dessus détaillant les différentes étapes ainsi que le processus d'optimisation avec la logique de l'Algorithme Génétique.

### 3.3 Reconfiguration analytique de la commande

#### 3.3.1 Courants optimaux avec un courant homopolaire nul

Dans ce paragraphe, la reconfiguration proposée est obtenue en changeant uniquement le déphasage entre les courants des phases saines, dont l'objectif est d'annuler le courant homopolaire.

Dans le cas d'ouverture de la phase C, une simple reconfiguration calculée analytiquement, consiste à créer un système quatre-phasés (courants déphasés de  $\pi/2$ ) pour annuler le courant total. Les résultats EF 2D et expérimentaux sont présentés sur la figure 3.7.

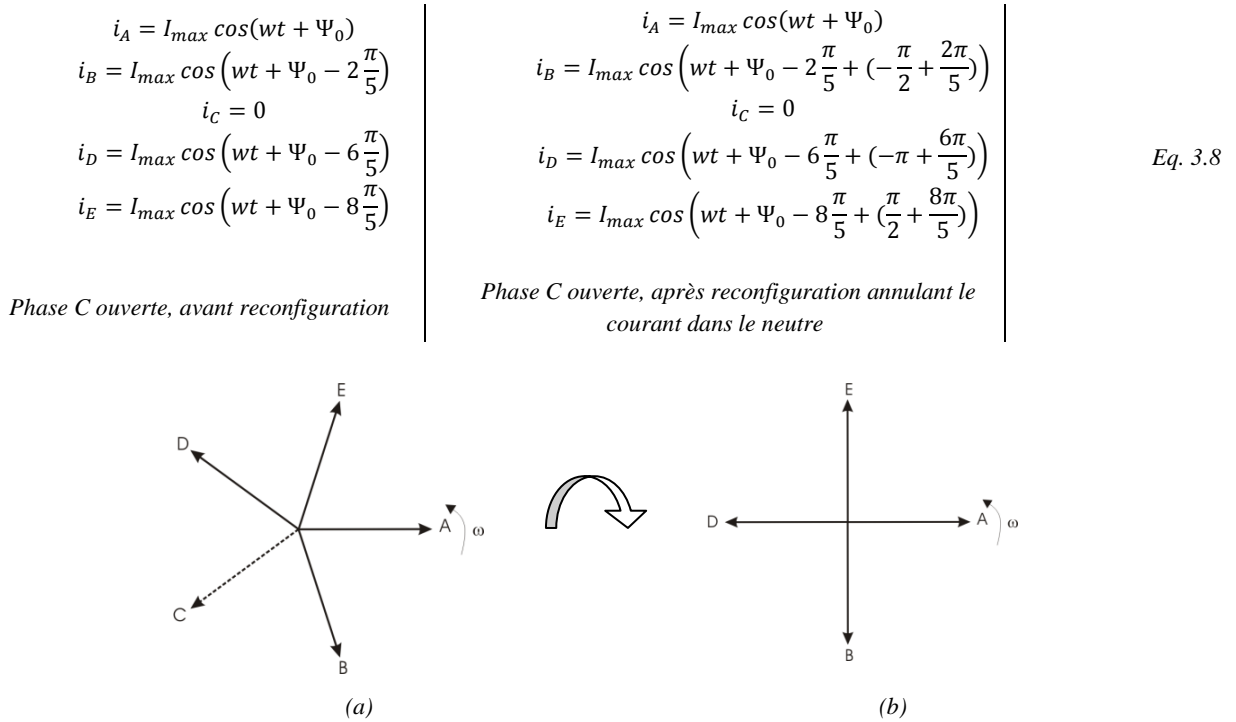


Figure 3.6. Diagramme vectoriel des références de courant, dans le cas d'ouverture de la phase C : (a) Avant reconfiguration (b) Après reconfiguration annulant le courant dans le neutre.

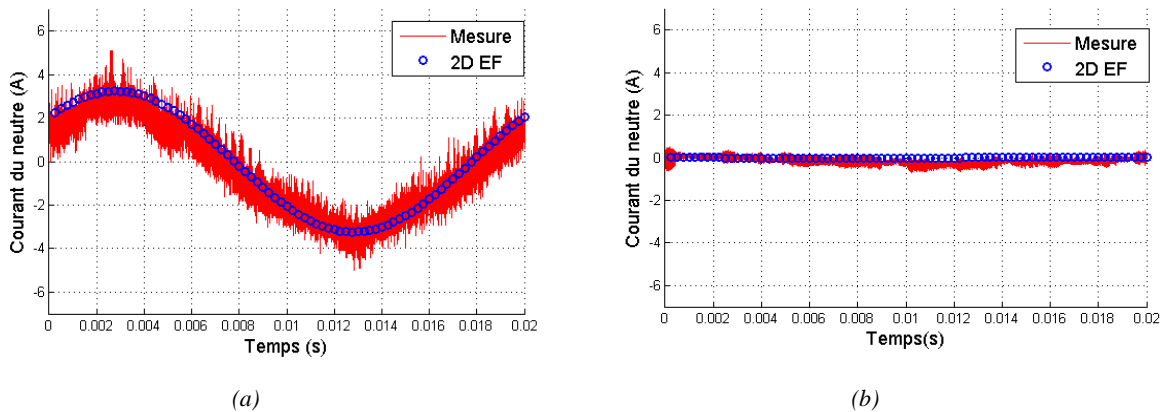


Figure 3.7. Phase C ouverte, (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration annulant le courant dans le neutre, (Point de fonctionnement 3A)

Contrairement aux MCF triphasées, les MCF cinq-phases possèdent deux configurations différentes de deux phases ouvertes : La première est celle de deux phases *temporellement-adjacentes* et la deuxième, deux phases *spatialement-adjacentes*.

En effet, pour ce type de machines, on distingue deux appellations différentes. Les flux des phases décalés de  $2\pi/5$  sur l'axe du temps ou de la position, sont appelés ici phases *temporellement-adjacentes*. Les phases *spatialement-adjacentes* sont les phases dont les bobinages sont disposées consécutivement dans la machine, c'est à dire dans la même encoche statorique (Figure 3.8). Par conséquent, elles ont la mutuelle inductance la plus élevée, et les couples hybrides que chacune produit sont *temporellement-adjacents*.

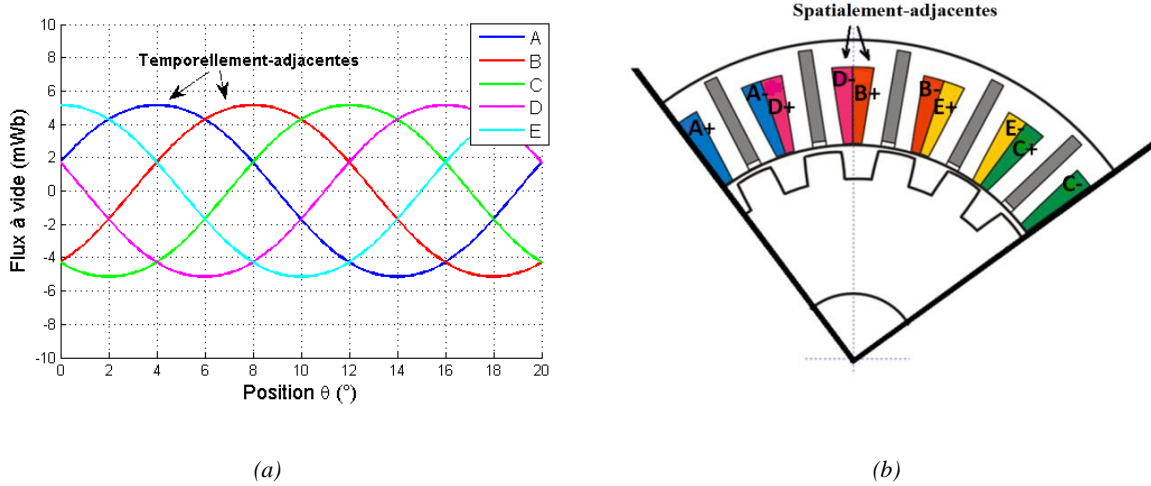


Figure 3.8. (a) Phases *temporellement-adjacentes*, (b) Phases *spatialement-adjacentes*.

Nous nous intéressons ici au cas d'ouverture des phases *temporellement-adjacentes* B et C puis des phases *spatialement-adjacentes* C et E.

Les équations suivantes montrent le système de courants à reconfigurer dans le cas de deux phases *temporellement-adjacentes* ouvertes. Nous avons choisi de garder une phase saine fixe et de déphaser les deux autres de façon à obtenir un système triphasé équilibré (déphasage de  $2\pi/3$  entre phases).

$\begin{aligned} i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\ i_B &= 0 \\ i_C &= 0 \\ i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\ i_E &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right) \end{aligned}$ <p style="text-align: center;"><i>Phases B et C ouvertes, avant reconfiguration</i></p>		$\begin{aligned} i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0 - 4\pi/15) \\ i_B &= 0 \\ i_C &= 0 \\ i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5} + 4\pi/15\right) \\ i_E &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right) \end{aligned}$ <p style="text-align: center;"><i>Phases B et C ouvertes, après reconfiguration annulant le courant dans le neutre</i></p>	<p>Eq. 3.9</p>
--	--	---	----------------



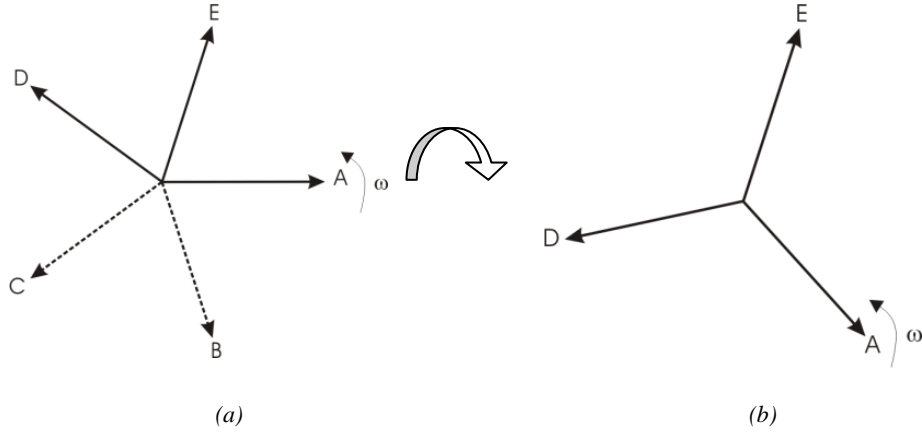


Figure 3.9. Diagramme vectoriel des références de courant, dans le cas d'ouvertures des phases B et C : (a) Avant reconfiguration (b) Après reconfiguration annulant le courant dans le neutre.

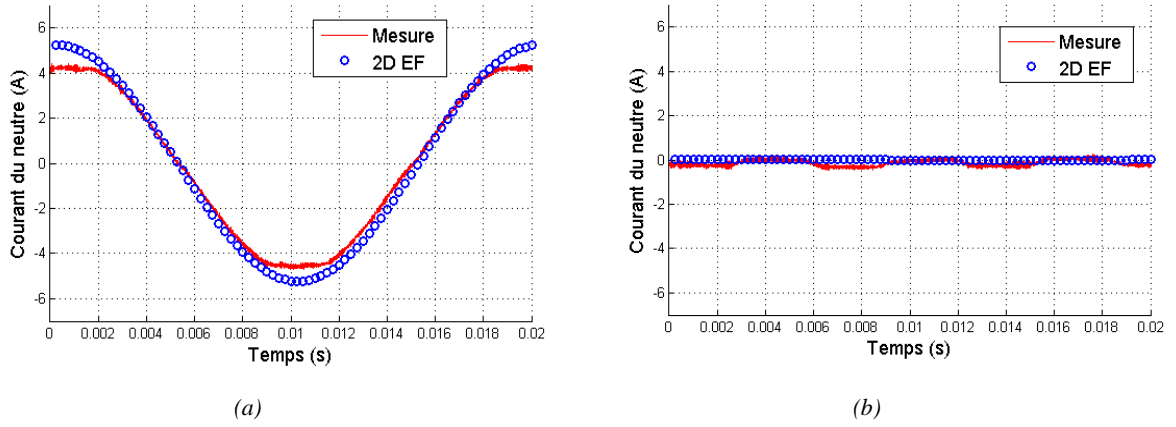


Figure 3.10. Phases B et C ouvertes, (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration annulant le courant dans le neutre, (Point de fonctionnement 3A).

Les équations ci-dessous détaillent les équations des courants, avant et après reconfiguration, quand les deux phases *spatialement-adjacentes* C et E sont ouvertes.

$  \begin{aligned}  i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\  i_B &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 2\frac{\pi}{5}\right) \\  i_C &= 0 \\  i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\  i_E &= 0  \end{aligned}  $ <p style="text-align: center;"><i>Phases C et E ouvertes, avant reconfiguration</i></p>	$  \begin{aligned}  i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0 + 2\pi/15) \\  i_B &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 2\frac{\pi}{5} - 2\pi/15\right) \\  i_C &= 0 \\  i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\  i_E &= 0  \end{aligned}  $ <p style="text-align: center;"><i>Phases C et E ouvertes, après reconfiguration annulant le courant dans le neutre</i></p>	$Eq. 3.10$
--	---	------------

Les résultats expérimentaux sont donnés sur la figure 3.11.a (sans reconfiguration) et la figure 3.11.b (avec reconfiguration).

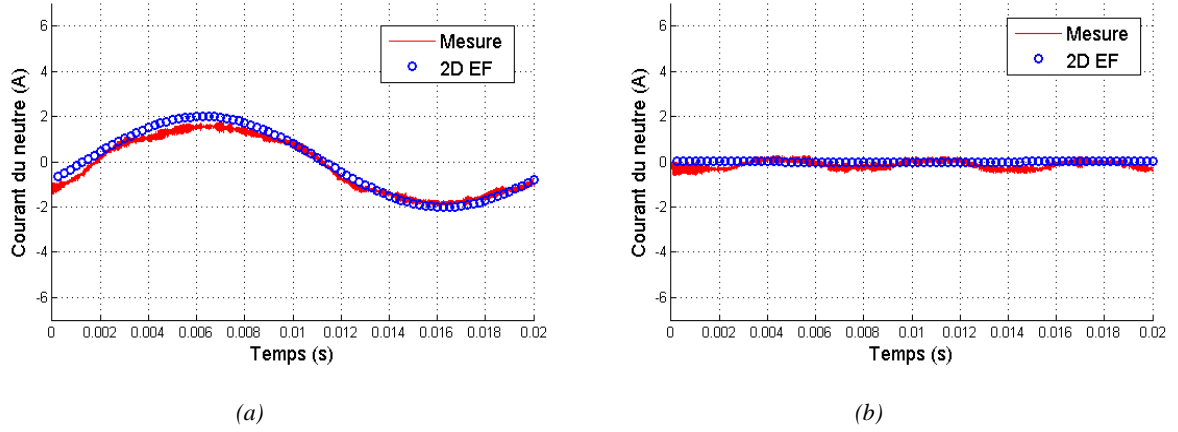


Figure 3.11. Phases C et E ouvertes, (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration annulant le courant dans le neutre, (Point de fonctionnement 3A).

En comparant la figure 3.10 (a) et la figure 3.11 (a) nous pouvons remarquer que du point de vue amplitude du courant homopolaire, le cas de deux phases *temporellement-adjacentes* correspond au pire des deux cas. Cependant, en considérant l'ondulation du couple (Figure 3.12), le pire cas est celui de deux phases *spatialement-adjacentes* ouvertes. Deux phases *magnétiquement ou temporellement-adjacentes* produisent chacune un couple non-adjacent au couple produit par l'autre. D'un point de vue couple moyen, les deux cas donnent les mêmes résultats.

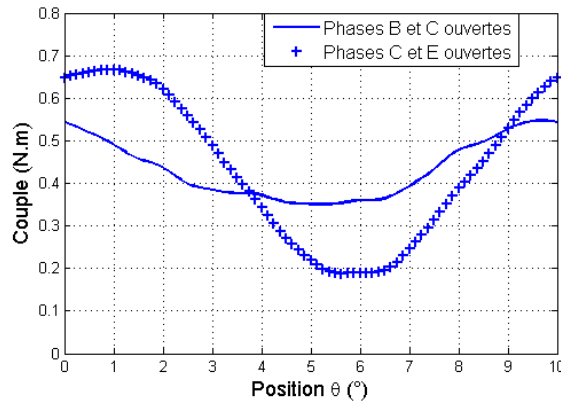


Figure 3.12. Couple calculé par EF 2D quand deux phases sont ouvertes.

Pour compenser la chute du couple moyen et de la vitesse après l'apparition du défaut, les courants sains peuvent être augmentés. Dans ce cas, tant que nous n'avons pas atteint la saturation magnétique (autour d'un courant d'environ 20A) (Figure 2.11 du Chapitre 2), chaque courant peut être multiplié par le coefficient  $s$  (Eq.3.11) pour assurer un couple moyen égal à celui du mode sain. Dans cette équation, le couple hybride après défaut est obtenu par le produit des f.e.m par les courants en remplaçant les courants par ceux obtenus après reconfiguration.

$$s = \frac{\langle T_{\text{hybrid avant défaut}} \rangle}{\langle T_{\text{hybrid après défaut}} \rangle} \quad \text{Eq.3.11}$$

Les courants obtenus permettent alors de fonctionner à couple moyen égal à celui du mode sain et à courant homopolaire nul. Cependant, les ondulations du couple n'ont pas été compensées, le

fonctionnement pourra alors être accompagné de vibrations et bruit de la machine électrique, ce qui risque dans certains cas, l'arrêt de fonctionnement si les ondulations sont très élevées.

Dans le paragraphe suivant, nous calculerons les courants optimaux permettant d'annuler à la fois le courant homopolaire et les ondulations de couple. Le calcul est moins simple et systématique que le cas précédent mais permet de meilleures conditions de fonctionnement.

### 3.3.2 Courants optimaux avec un courant homopolaire nul et une ondulation de couple nulle

Dans cette partie, l'objectif est de tenir compte aussi de l'ondulation de couple dans le calcul des courants optimaux. Dans ce cas, le système d'équations des courants calculés précédemment, n'est plus valable puisque le fait d'imposer un système de courants équivalent à celui d'une machine triphasée, en cas de deux phases ouvertes par exemple, ne permet pas d'annuler l'ondulation du couple. Si nous prenons par exemple la configuration du cas d'ouverture de la phase *C* détaillée dans le paragraphe 3.3.1, le couple EF 2D obtenu avant et après correction est montré sur la figure 3.13. Nous voyons bien qu'après transformation en un système de courants tétraphasé, l'ondulation de couple n'a pas été annulée.

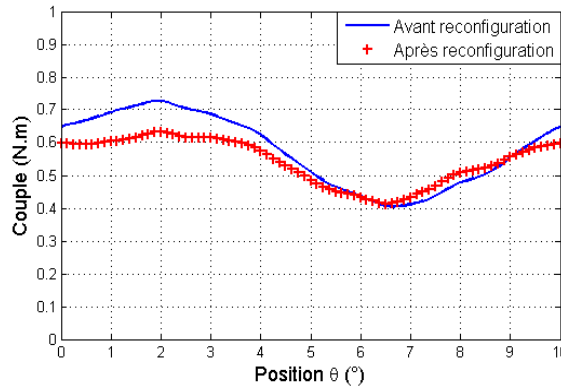


Figure 3.13. Phase *C* ouverte, couple avant et après reconfiguration annulant le courant dans le neutre, (Point de fonctionnement 3A).

Pour annuler à la fois l'ondulation du couple et le courant homopolaire, nous nous sommes inspirés du calcul analytique des travaux de [80]. L'auteur crée une symétrie entre les courants des phases saines par rapport au défaut. Dans le cas d'une phase ouverte, il modifie ces courants en créant une symétrie de telle sorte que les déphasages des phases soient comme suit  $\beta_1, \beta_2, -\beta_2, -\beta_1$ . Les amplitudes, quant à elles, sont maintenues constantes. En adoptant ce système, et en imposant une somme nulle des courants,  $\beta_2$  en fonction de  $\beta_1$  est déduit, et ce dernier est alors calculé par annulation du second harmonique de couple.

Dans notre cas, un algorithme semblable mais à paramètres différents est utilisé, dans lequel  $m_1$  est le coefficient de multiplication de l'amplitude de la phase *E*,  $m_2$  celui des phases *temporellement-adjacentes* *B* et *D* et  $\beta_1$  et  $\beta_2$  sont les angles de rotation comme indiqué dans l'Eq. 3.12. La phase *A* est prise comme référence et est donc maintenue inchangée. Ce choix est fait dans la logique de libérer les amplitudes et les déphasages des courants des phases saines tout en imposant une certaine symétrie par rapport au défaut.

$  \begin{aligned}  i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\  i_B &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 2\frac{\pi}{5}\right) \\  i_C &= 0 \\  i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\  i_E &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right)  \end{aligned}  $	$  \begin{aligned}  i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\  i_B &= m_2 I_{max} \cos\left(wt - 2\frac{\pi}{5} + \Psi_0 - \beta_2\right) \\  i_C &= 0 \\  i_D &= m_2 I_{max} \cos\left(wt - 6\frac{\pi}{5} + \Psi_0 + \beta_2\right) \\  i_E &= m_1 I_{max} \cos\left(wt - 8\frac{\pi}{5} + \Psi_0 + \beta_1\right)  \end{aligned}  $	<i>Eq. 3.12</i>
<i>Phase C ouverte, avant reconfiguration</i>	<i>Phase C ouverte, après reconfiguration annulant le courant dans le neutre et l'ondulation du couple</i>	

On cherche dans cette partie à assurer d'une part, une ondulation minimale du couple et ce par annulation du second harmonique apparaissant dans l'expression du couple, et à imposer, d'autre part, une somme nulle des courants.

Nous considérons des courants qui sont en phase avec les f.e.m données analytiquement par les dérivées par rapport au temps des flux à vide de l'Eq.3.2 ( $\Psi_0=0$ ). Le couple donné par l'Eq.3.1 s'écrit dans ce cas comme suit:

$$\begin{aligned}
 T_{hybrid} = Nr\phi_{0max}I_{max} & [\cos(wt)\cos(wt) + m_2 \cos\left(wt - 2\frac{\pi}{5} - \beta_2\right)\cos\left(wt - 2\frac{\pi}{5}\right) \\
 & + m_2 \cos\left(wt - 6\frac{\pi}{5} + \beta_2\right)\cos\left(wt - 6\frac{\pi}{5}\right) + m_1 \cos\left(wt - 8\frac{\pi}{5} + \beta_1\right)\cos\left(wt - 8\frac{\pi}{5}\right)]
 \end{aligned}
 \quad \text{Eq.3.13}$$

Afin d'annuler le terme ondulateur qui apparaît dans l'Eq.3.13 et qu'on note  $T_{hybrid\_}$  (Eq.3.14), et de garantir une somme nulle des courants dans le neutre de la machine (Eq.3.16), nous obtenons les expressions ci-dessous (Eq.3.15 et Eq.3.17). Les équations sont obtenues en remplaçant le temps  $t$  par deux valeurs particulières, car les Eq.3.14 et Eq.3.16 sont valables quelque soit le temps  $t$ .

$$\begin{aligned}
 T_{hybrid\_} = -\frac{1}{2} & [\cos(2wt) + m_2 \cos\left(2wt - 4\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) \\
 & + m_2 \cos\left(2wt - 12\frac{\pi}{5} + \beta_2\right) + m_1 \cos\left(2wt - 16\frac{\pi}{5} + \beta_1\right)]
 \end{aligned}
 \quad \text{Eq.3.14}$$

$$T_{hybrid\_} = 0 \rightarrow \begin{cases} m_2 \cos\left(4\frac{\pi}{5} + \beta_2\right) + m_2 \cos\left(12\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) + m_1 \cos\left(16\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) = -\cos(0) \\ m_2 \sin\left(4\frac{\pi}{5} + \beta_2\right) + m_2 \sin\left(12\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) + m_1 \sin\left(16\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) = -\sin(0) \end{cases}
 \quad \text{Eq.3.15}$$

$$|i_N| = |i_A + i_B + i_D + i_E| = \cos(wt) + m_2 \cos\left(wt - 2\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) + m_2 \cos\left(wt - 6\frac{\pi}{5} + \beta_2\right) + m_1 \cos\left(wt - 8\frac{\pi}{5} + \beta_1\right) = 0
 \quad \text{Eq.3.16}$$

$$\rightarrow \begin{cases} m_2 \cos\left(2\frac{\pi}{5} + \beta_2\right) + m_2 \cos\left(6\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) + m_1 \cos\left(8\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) = -\cos(0) \\ m_2 \sin\left(2\frac{\pi}{5} + \beta_2\right) + m_2 \sin\left(6\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) + m_1 \sin\left(8\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) = -\sin(0) \end{cases}
 \quad \text{Eq.3.17}$$

Ces équations peuvent être simplifiées pour aboutir au système suivant (Eq.3.18):

$$M. \begin{bmatrix} m_1 \cos \beta_1 \\ m_1 \sin \beta_1 \\ m_2 \cos \beta_2 \\ m_2 \sin \beta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos(0) \\ -\sin(0) \\ -\cos(0) \\ -\sin(0) \end{bmatrix}
 \quad \text{Eq.3.18}$$

Avec:

$$M = \begin{bmatrix} \cos\left(16\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(16\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(4\frac{\pi}{5}\right) + \cos\left(12\frac{\pi}{5}\right) & -\sin\left(4\frac{\pi}{5}\right) + \sin\left(12\frac{\pi}{5}\right) \\ \sin\left(16\frac{\pi}{5}\right) & -\cos\left(16\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(4\frac{\pi}{5}\right) + \sin\left(12\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(4\frac{\pi}{5}\right) - \cos\left(12\frac{\pi}{5}\right) \\ \cos\left(8\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(8\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(2\frac{\pi}{5}\right) + \cos\left(6\frac{\pi}{5}\right) & -\sin\left(2\frac{\pi}{5}\right) + \sin\left(6\frac{\pi}{5}\right) \\ \sin\left(8\frac{\pi}{5}\right) & -\cos\left(8\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(2\frac{\pi}{5}\right) + \sin\left(6\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(2\frac{\pi}{5}\right) - \cos\left(6\frac{\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Eq.3.19}$$

Ainsi, en résolvant ce système, les valeurs de  $m_1, m_2, \beta_1, \beta_2$  peuvent être déduites (Tableau 3.1).

Tableau 3.1. Valeurs des paramètres obtenus par le calcul analytique

$m_1$	$m_2$	$\beta_1$	$\beta_2$
1	1	0	$\frac{\pi}{5}$

D'après le tableau 3.1, nous pouvons remarquer que pour annuler l'ondulation du couple hybride et le courant du neutre en même temps, l'amplitude des phases saines n'intervient pas et peut donc rester inchangée ( $m_1=m_2=1$ ).  $\beta_1$  est égal à 0, ce qui signifie que le courant de référence de la phase  $E$  ne change pas de déphasage. Aux déphasages des phases  $B$  et  $D$ , s'ajoutent respectivement un angle de  $(-\pi/5)$  et  $(+\pi/5)$ . Ceci aboutit au diagramme vectoriel de la figure 3.14 (b).

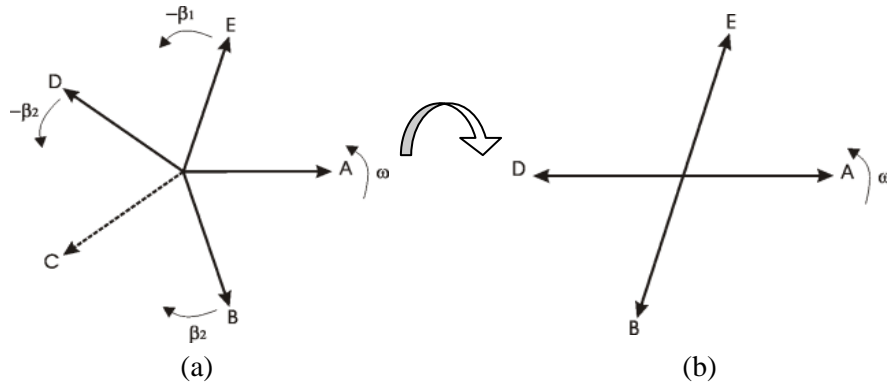


Figure 3.14. Diagramme vectoriel des références de courant, dans le cas d'ouverture de la phase  $C$  : (a) Avant reconfiguration (b) Après reconfiguration par le calcul analytique.

Pour minimiser la chute du couple moyen, nous pouvons augmenter l'amplitude des courants en les multipliant, par le rapport  $s$  entre le couple moyen avant et après défaut comme expliqué dans le paragraphe 3.3.1. Ceci conduit à l'Eq.3.20.

$$s = \frac{\langle T_{hybrid\ avant\ défaut} \rangle}{\langle T_{hybrid\ après\ défaut} \rangle} = \frac{\frac{5}{2}Nr\phi_{0max}I_{max}}{\frac{1}{2}(1 + 2m_2 \cos(\beta_2) + m_1 \cos(\beta_1))Nr\phi_{0max}I_{max}} \quad \text{Eq.3.20}$$

$$= \frac{\frac{5}{2}}{\frac{1}{2}(1 + 2m_2 \cos(\beta_2) + m_1 \cos(\beta_1))}$$

En injectant ces nouveaux courants de référence dans le modèle EF 2D de la MCF pentaphasée, nous pouvons évaluer les performances électromagnétiques en fonction de la position du rotor, dans ce cas de reconfiguration (Figure 3.15). Nous obtenons, alors, un couple d'une valeur moyenne égale à 2.18Nm (100% du couple en mode sain) et une ondulation de couple d'environ 50%. Celle-ci a été réduite par rapport au cas sans correction. Néanmoins, elle reste élevée et ne donne pas les résultats attendus par le calcul analytique. Le courant dans le neutre est lui, par contre, comme prévue, est complètement annulé. Les pertes Joule augmentent jusqu'à 110W (151% des pertes Joule en mode sain) ce qui est normal, car les amplitudes des phases saines ont augmenté pour compenser la chute du couple moyen. La figure 3.16 montre les densités de courant avant et après reconfiguration.

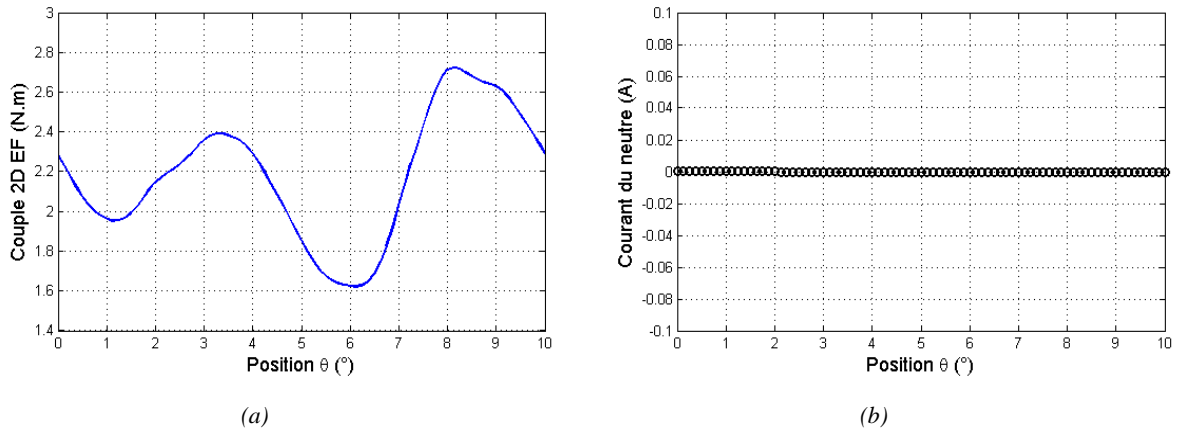


Figure 3.15. Phase C ouverte, reconfiguration annulant le courant total et l'ondulation du couple (a) Allure du couple, (b) Allure du courant dans le neutre, (Point de fonctionnement 9A).

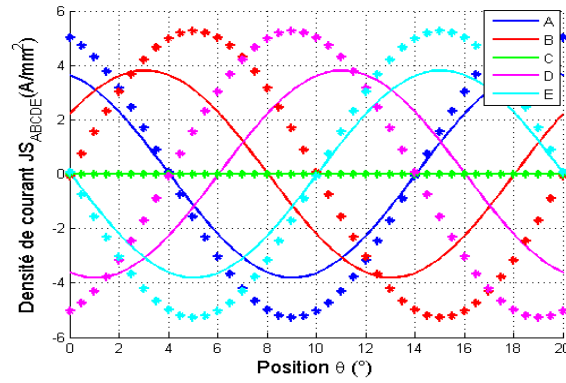


Figure 3.16. Phase C ouverte, reconfiguration annulant le courant du neutre et l'ondulation du couple, Allures des densités de courant “-” avant correction, “\*” après correction, (Point de fonctionnement 9A).

## 3.4 Reconfiguration des courants en utilisant l'Algorithme Génétique d'optimisation

### 3.4.1 Modèle à deux objectifs deux contraintes : Modèle AG- $T_{hybrid-1}$

#### 3.4.1.1 Variables d'optimisation

Dans cette partie, on choisit de rajouter des degrés de libertés à notre calcul et de laisser donc libre tous les paramètres des courants des phases saines ce qui revient à ne plus imposer de symétrie par rapport aux défauts et d'optimiser alors quatre angles indépendants  $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ , relatifs aux références de courant des phases saines  $A, B, D$  et  $E$ . Cela reviendrait par analogie avec le mode sain, à optimiser l'angle d'autopilotage et les angles de déphasage de  $B, D$  et  $E$  par rapport à la phase  $A$  et donc respectivement  $\Psi, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ .

L'angle  $\Psi$  correspond à l'angle entre le courant et la f.e.m d'une phase (en mode sain l'angle minimisant les pertes Joule a été choisi (Chapitre 2 paragraphe 2.3.3.1).

Les amplitudes des courants des phases saines sont également libérées, pour le mode dégradé.  $m_1, m_2, m_3$  et  $m_4$  sont donc aussi des variables d'optimisation. Les équations ci-dessous (Eq. 3.21) regroupent les expressions des courants, avant et après reconfiguration.

$\begin{aligned} i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\ i_B &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 2\frac{\pi}{5}\right) \\ i_C &= 0 \\ i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\ i_E &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right) \end{aligned}$	$\begin{aligned} i_A &= m_1 I_{max} \cos(wt + \Psi) \\ i_B &= m_2 I_{max} \cos\left(wt + \Psi - 2\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) \\ i_C &= 0 \\ i_D &= m_3 I_{max} \cos\left(wt + \Psi - 6\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) \\ i_E &= m_4 I_{max} \cos\left(wt + \Psi - 8\frac{\pi}{5} - \beta_3\right) \end{aligned}$	<i>Eq. 3.21</i>
<i>Phase C ouverte, avant reconfiguration</i>	<i>Phase C ouverte, après reconfiguration par l'AG d'optimisation</i>	

Cette augmentation du nombre de variables à optimiser nous laisse réfléchir quant à l'utilisation d'un algorithme d'optimisation au lieu du calcul analytique qui deviendrait de plus en plus compliqué, dans ce cas. Comme expliqué dans le chapitre de l'état de l'art, divers algorithmes peuvent être dans ce cas utilisés. Nous avons fait notre choix sur un algorithme non-déterministe multi-objectifs multi-contraintes qui est l'Algorithme Génétique (AG) d'optimisation (Cf. paragraphe 1.6.1 du chapitre 1). Nous avons choisi, en particulier, le NSGA II car il a été largement étudié et bien maîtrisé au laboratoire SATIE. Contrairement aux algorithmes basés sur le calcul du gradient comme les algorithmes de Lagrange, l'AG est un algorithme non déterministe qui nous permet d'éviter les minima locaux [90].

Comme dans le cas du calcul analytique, les variables sont optimisées en vue d'améliorer les performances électromagnétiques en défaut, à savoir, minimiser l'ondulation de couple et le courant dans le neutre, tout en compensant la chute du couple moyen.

### 3.4.1.2 Fonctions objectifs et contraintes

L'AG utilisé dans ce travail est un algorithme NSGA II, avec 200 individus et 500 générations. Il a deux fonctions objectifs et une seule contrainte et il arrête la recherche de solutions optimales quand le nombre de générations est atteint. La première fonction objectif est de minimiser l'ondulation du couple électromagnétique produit par la machine. Le couple hybride est uniquement considéré. Le couple de détente et le couple reluctant sont faibles, comme nous avons vu dans le chapitre précédent. Ils ne seront donc pas considérés dans l'AG pour l'instant. La seconde fonction objectif vise à minimiser l'amplitude maximale du courant dans le neutre. Comme contrainte, nous avons choisi d'imposer un couple moyen affaibli au plus de 10% comparé à celui trouvé dans le cas sain.

On notera :

$T_{hybrid}$  le modèle analytique du couple décrit dans ce paragraphe.

$AG-T_{hybrid}-I$  : L'algorithme génétique décrit dans ce paragraphe et dans lequel le couple est modélisé par  $T_{hybrid}$ .

Avec ces critères, l'algorithme trouve de nombreuses solutions vérifiant cette contrainte et ces objectifs. Néanmoins, l'amplitude des courants est fortement augmentée pour compenser la chute de couple ce qui augmenterait beaucoup les pertes Joule comparé au mode sain.

Nous décidons alors d'inclure une seconde contrainte sur les pertes Joule. Nous choisissons de tolérer des pertes Joule par phase, au maximum 50% plus élevées que celles du cas sain. Nous obtenons le Front de Pareto donné par la figure 3.17. Les mêmes appellations du modèle ( $T_{hybrid}$ ) et de l'AG sont gardées ( $AG-T_{hybrid}-I$ ).

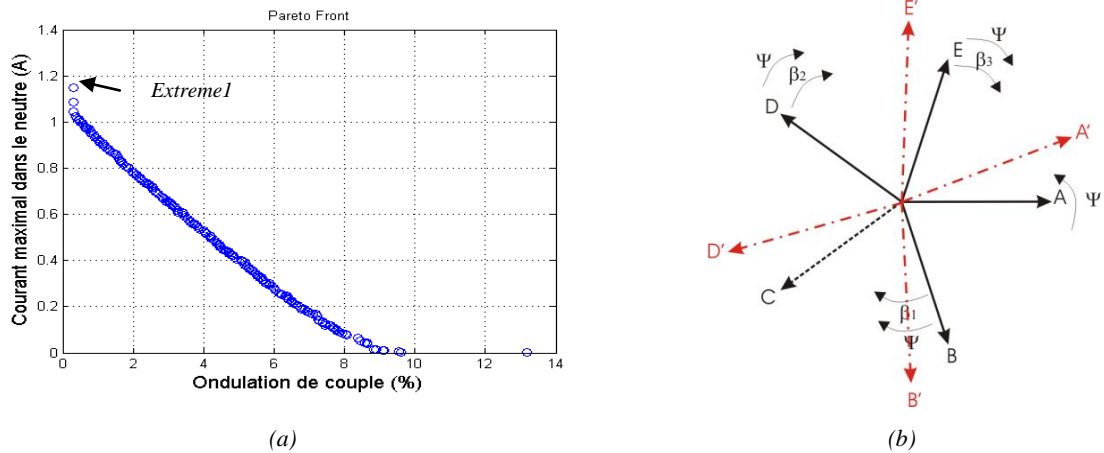


Figure 3.17. Phase C ouverte : (a) Front de Pareto obtenu par l'AG- $T_{hybrid}-I$ , (b) Diagramme vectoriel des références de courant, Avant reconfiguration (trait continu), Après la reconfiguration par l'AG- $T_{hybrid}-I$ -Extreme1 (trait mixte)

D'après le front de Pareto ci-dessus, nous pouvons remarquer qu'en respectant les deux contraintes imposées, la réduction de l'ondulation de couple et la minimisation du courant total dans le neutre sont deux objectifs contradictoires. Les paramètres qui permettent de bien réduire les ondulations du couple  $T_{hybrid}$  ne permettent pas de diminuer le courant homopolaire et vice-versa. Ainsi, nous ne pourrions pas avoir à la fois une ondulation de couple et un courant de neutre nuls tout en respectant les contraintes



sur le couple moyen et les pertes Joule. Dans notre étude, nous allons considérer que la qualité du couple est plus prioritaire que le courant du neutre. Comme le neutre de la machine est relié, un courant homopolaire non nul est donc possible. Cependant, il faudra le minimiser.

### 3.4.2 Reformulation des objectifs et contraintes : Modèle $AG-T_{hybrid-2}$

Dans cette partie, nous décidons de reformuler les objectifs et contraintes de l'algorithme détaillé dans le paragraphe précédent. Nous avons vu que pour minimiser l'ondulation du couple en respectant les deux contraintes sur le couple moyen et les pertes Joule, le courant dans le neutre pourrait être minimisé aussi mais restera non nul (1.2A pour une ondulation quasiment nulle du couple). Dans ce cas, nous pouvons conclure que le neutre doit être relié si nous privilégions impérativement la diminution de l'ondulation de couple. Ainsi, nous décidons d'imposer une contrainte sur celui-ci afin qu'il soit limité et qu'il n'augmente pas indéfiniment les pertes Joule avec un risque d'endommager le câble dans lequel il circule et les équipements correspondants.

Dans ce cas, il serait alors plus judicieux d'inverser un des deux objectifs et une des deux contraintes du modèle précédent  $AG-T_{hybrid-1}$ . La première fonction objectif resterait la même avec comme objectif de minimiser l'ondulation du couple hybride. La seconde fonction objectif viserait, alors, à minimiser  $P_{Jphase}$  qui sont les pertes dans la phase présentant les pertes Joule maximales, comme exprimé dans l'Eq.3.22.

$$P_{Jphase} = \max(R \begin{bmatrix} i_{Aeff}^2 \\ i_{Beff}^2 \\ i_{Ceff}^2 \\ i_{Deff}^2 \\ i_{Eeff}^2 \end{bmatrix}) \quad Eq.3.22$$

Pour les contraintes, la première est une condition sur le couple moyen comme précédemment. La deuxième sera sur le courant total dans le neutre. Nous choisissons de tolérer en cas de défauts un courant dans le neutre égal à  $\alpha$  fois l'amplitude du courant dans le cas sain. La contrainte imposée s'écrit alors, comme suit :

$$\max(|i_A + i_B + i_D + i_E|) \leq \alpha \cdot I_{max} \quad Eq.3.23$$

Après de nombreux test de valeurs,  $\alpha$  est choisie égale à 4. En effet, une valeur plus faible de  $\alpha$  ne permet pas une bonne réduction de l'ondulation de couple après reconfiguration. Une valeur plus élevée augmentera énormément les pertes Joule dans le neutre.

De même, on notera ici :

$AG-T_{hybrid-2}$  : L'algorithme génétique décrit dans ce paragraphe et dans lequel le couple est modélisé par  $T_{hybrid}$ .

Le Front de Pareto obtenu dans ce cas est présenté sur la figure 3.18. Nous nous intéressons à la solution qui permet d'avoir le minimum d'ondulation de couple. Cette solution sera notée *Extreme1*. Les paramètres des nouvelles références de courant qui correspondent à cette solution sont regroupés dans le tableau 3.2. Les nouveaux courants optimaux sont tracés sur la figure 3.18 (b).

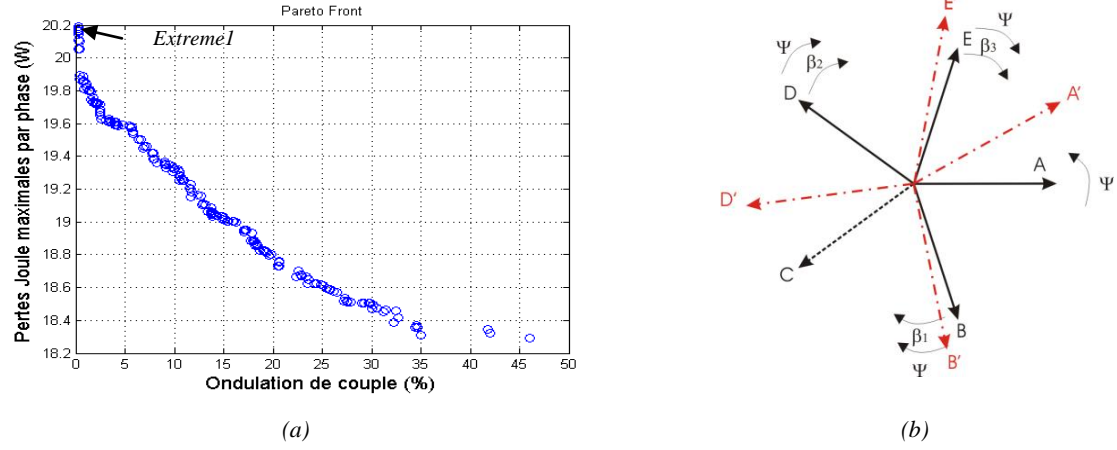


Figure 3.18. Phase C ouverte : (a) Front de Pareto obtenu par l'AG- $T_{\text{hybrid-2}}$ , (b) Diagramme vectoriel des références de courants, Avant reconfiguration (trait continu), Après la reconfiguration par l'AG- $T_{\text{hybrid-2-Extreme1}}$  (trait mixte)

Tableau 3.2. Valeurs des paramètres obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-2-Extreme1}}$

$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$\beta_1$	$\beta_2$	$\beta_3$	$\psi$
1.189	1.191	1.190	1.194	0.623	-0.252	0.378	0.506

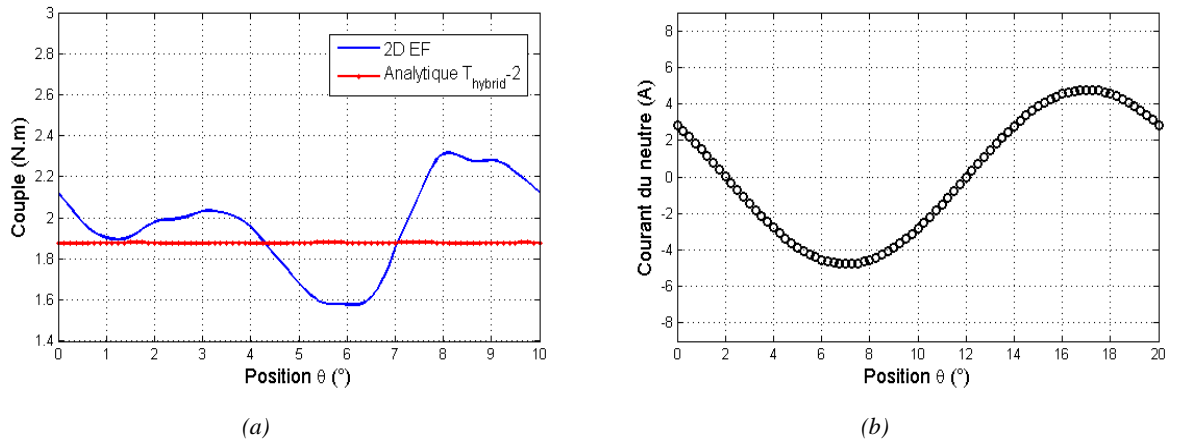


Figure 3.19. Phase C ouverte : Allure (a) du couple, (b) du courant dans le neutre, après reconfiguration des courants de référence par ceux obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-2-Extreme1}}$ .

Dans ce cas de reconfiguration, les pertes Joule obtenues sont égales à 82W (112% du mode sain) et le courant maximal dans le neutre est d'environ 5A (Figure 3.19 (b)).

D'après les allures du couple obtenu par EF 2D et du couple analytique calculé par le modèle que nous avons introduit dans l'AG (Figure 3.19 (a)), nous pouvons remarquer qu'en terme de couple moyen, le modèle analytique et EF 2D donnent quasiment le même résultat. Par contre, au niveau des ondulations, nous pouvons bien remarquer qu'elles ont été réduites par rapport au résultat EF 2D donné par le calcul du paragraphe 3.3.2 (38% contre 50%). Néanmoins, celles-ci restent non-conformes au résultat prévu par l'optimisation. En effet, nous avons choisi la solution du Pareto qui nous permettait théoriquement d'annuler l'ondulation du couple analytique  $T_{\text{hybrid}}$ . Si celui-ci reproduisait bien le couple EF 2D de la machine, alors on aurait trouvé le même résultat. Ce résultat

montre que le modèle du couple hybride que nous avons utilisé dans le calcul analytique du paragraphe 3.3 ou dans l'AG- $T_{hybrid-2}$  n'est pas fidèle au modèle EF 2D. Le couple hybride étant le produit des courants par les dérivées des flux produits par les aimants de la machine. Comme les courants optimisés par l'AG sont ceux injectés dans le modèle analytique  $T_{hybrid}$  et dans les EF 2D, alors par élimination, le problème viendrait soit des flux à vide modélisés dans l'Eq.3.2 qui ne reproduisent pas parfaitement les flux à vide des EF 2D ou bien de l'effet du couple reluctant qui ne devrait plus être négligé.

### 3.4.3 Prise en compte des harmoniques des flux à vide : Modèle AG- $T_{hybrid-3}$

Dans le calcul précédent, le flux à vide est considéré comme étant parfaitement sinusoïdal, en effectuant la décomposition en série de Fourier (FFT) des flux à vide relevés par EF 2D, il a été remarqué que le second et le troisième harmonique existent mais sont faibles comparés au fondamental (l'amplitude de l'harmonique 3 représente seulement 2% du fondamental). Cependant, ce troisième harmonique va être pris en compte, par la suite, pour rajouter de la précision au modèle du couple dans l'AG- $T_{hybrid-2}$ . Ceci nous permettrait de reproduire, peut-être mieux (si notre hypothèse est juste), le couple EF 2D et de pouvoir donc réduire son ondulation de couple après correction. Les flux à vide sont alors donnés par l'Eq.3.24 et le couple par l'Eq.3.1.

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \phi_D \\ \phi_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{1\max} \sin(N_r \theta) + \phi_{3\max} \sin(3N_r \theta) \\ \phi_{1\max} \sin\left(N_r \theta - \frac{2\pi}{5}\right) + \phi_{3\max} \sin\left(3N_r \theta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \phi_{1\max} \sin\left(N_r \theta - \frac{4\pi}{5}\right) + \phi_{3\max} \sin\left(3N_r \theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \phi_{1\max} \sin\left(N_r \theta - \frac{6\pi}{5}\right) + \phi_{3\max} \sin\left(3N_r \theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \phi_{1\max} \sin\left(N_r \theta - \frac{8\pi}{5}\right) + \phi_{3\max} \sin\left(3N_r \theta - \frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad Eq.3.24$$

De même, on notera ici :

$T_{hybrid-3}$  : Le modèle analytique du couple décrit dans ce paragraphe.

AG- $T_{hybrid-3}$  : L'algorithme génétique dans lequel le couple est modélisé par  $T_{hybrid-3}$ .

La figure 3.20 montre le front de Pareto obtenu dans ce cas. Si nous choisissons la solution Pareto qui donne les mêmes pertes Joule maximales par phase  $P_{Jphase}$  (Eq.3.22) que la solution obtenue par l'AG- $T_{hybrid-2}$  (c'est à dire 20W au maximum par phase), alors nous obtenons avec l'AG- $T_{hybrid-3}$  une ondulation du couple EF 2D quasiment la même que celle obtenue par l'AG- $T_{hybrid-2}$  (environ 36%). Nous pouvons déduire, alors, que la prise en compte des harmoniques des flux à vide dans le modèle  $T_{hybrid-3}$  n'a pas beaucoup d'effet sur les ondulations du couple hybride (à pertes Joule maximales par phase  $P_{Jphase}$  égales).

Nous nous intéressons alors à la solution Pareto qui permet d'avoir des ondulations de couple les plus faibles (*Extreme1*), même si les pertes Joule par phase sont un peu plus élevées (26W) que la solution précédente. Les paramètres optimaux correspondants à cette solution nous donnent les références des courants optimaux. Ces courants sont injectés dans le modèle EF 2D pour vérifier si la qualité du couple est réellement améliorée, cette fois ci. La figure 3.21 (a) montre l'allure du couple analytique  $T_{hybrid-3}$  et le couple EF 2D, dans ce cas. La figure 3.21 (b) montre l'allure du courant total

dans le neutre après reconfiguration dont l'amplitude vaut 16A. Les pertes Joule après reconfiguration représentent 128% de celles en fonctionnement normal (sain).

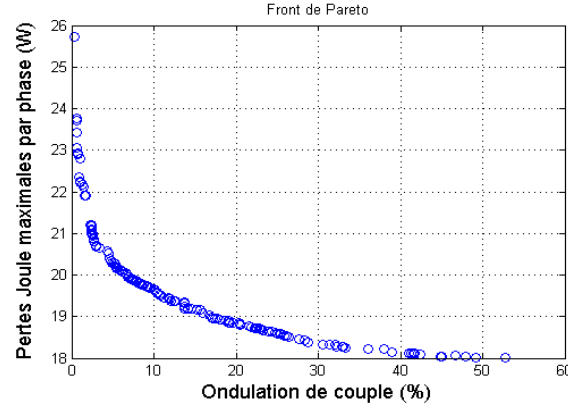
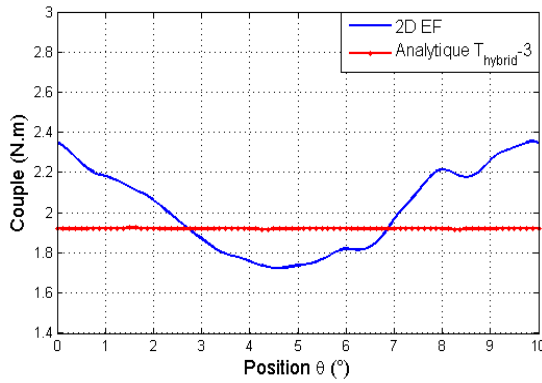


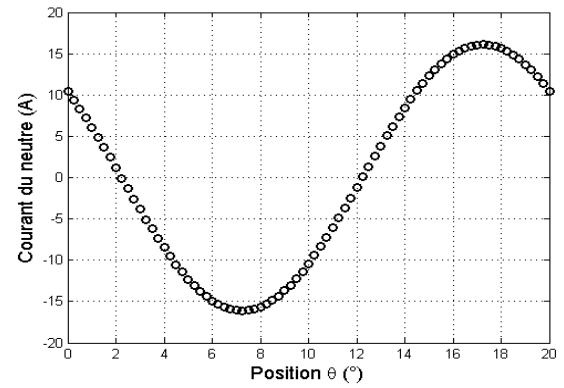
Figure 3.20. Front de Pareto obtenu par l'AG- $T_{\text{hybrid-3}}$

Tableau 3.3. Valeurs des paramètres obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-3-Extreme1}}$

$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$\beta_1$	$\beta_2$	$\beta_3$	$\psi$
1.243	1.317	1.171	1.347	0.596	0.546	1.331	1.028



(a)



(b)

Figure 3.21. Phase C ouverte : Allure (a) du couple, (b) du courant dans le neutre, après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-3-Extreme1}}$ .

Comme précédemment, nous pouvons remarquer qu'en terme de couple moyen, le modèle analytique et EF 2D donnent des résultats similaires. Pour les résultats des ondulations de couple, certes, en rajoutant les harmoniques des flux à vide et en tolérant des pertes 30% plus élevées, nous avons légèrement amélioré les ondulations du couple qui sont passées de 38% à 31%. Néanmoins, nous pouvons remarquer que le modèle  $T_{\text{hybrid-3}}$  utilisé dans l'AG est encore non fidèle au modèle EF 2D même en considérant les harmoniques du flux à vide (nous sommes supposés obtenir 0.3% d'ondulation par le modèle analytique alors que nous nous retrouvons avec 31% d'ondulation par EF 2D).

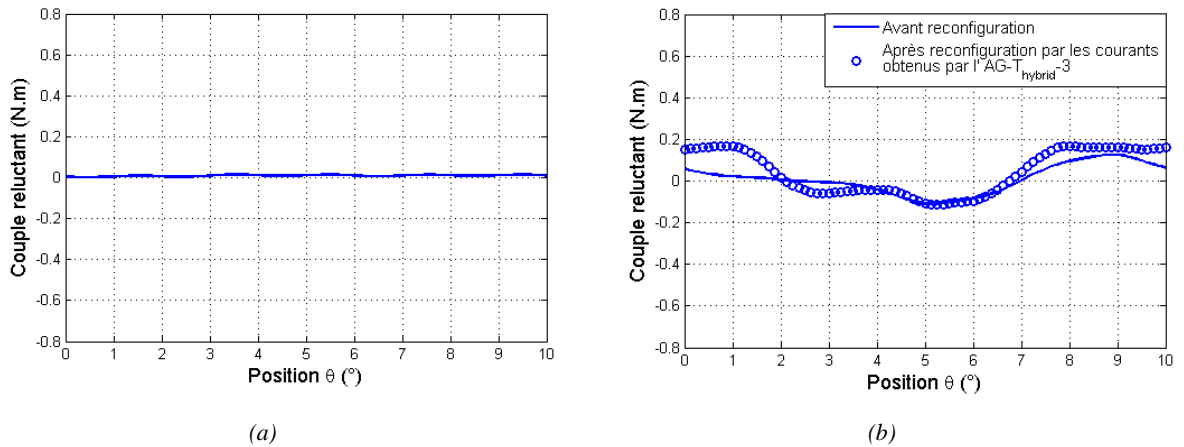
Ceci nous pousse donc à reconsidérer l'influence de l'ondulation du couple de détente et du couple relucant. En effet, ceux-ci sont négligeables en mode sain (voir chapitre précédent). Après l'apparition d'un défaut ou suite à une reconfiguration de la commande, il n'y a que les courants des phases saines qui changent. Le couple de détente est lié uniquement au flux des aimants, il est donc non-affecté par les courants. Il reste donc à vérifier si le changement des courants, après l'apparition de défauts et après reconfiguration, impacte fortement le couple relucant pour que son ondulation soit non-négligeable comme celle du couple hybride. Par conséquent, des simulations EF 2D du couple relucant en mode de défauts ont été effectuées.

Les couples reluctants EF 2D en modes sain et dégradé sont présentés sur la figure 3.22. Ces résultats ont été relevés en annulant l'effet des aimants ( $B_r=0$ ). Dans tous les cas considérés, la valeur moyenne est négligeable devant la valeur moyenne du couple hybride.

Les résultats montrent que l'ondulation du couple relucant tend à augmenter après l'apparition d'un défaut et augmentent encore plus si on reconfigure les références des courants par ceux obtenus par l'AG- $T_{hybrid-3}$ . Dans le cas d'une phase ouverte (Figure 3.22 (b)), l'ondulation du couple relucant est de 0.24N.m, elle constitue donc 23% de l'ondulation du couple total qui a été montré sur la figure 3.4 (a). Quand nous injectons les courants optimaux obtenus par l'AG- $T_{hybrid-3}$ , nous obtenons une ondulation du couple relucant d'environ 44% de l'ondulation du couple total (Figure 3.22 (b)).

Dans le cas de deux phases *temporellement-adjacentes* ouvertes, l'ondulation du couple relucant avant reconfiguration constitue 32% de l'ondulation du couple total. Cette ondulation augmente légèrement après reconfiguration.

Dans le cas de deux phases *spatialement-adjacentes* ouvertes, l'ondulation du couple relucant avant reconfiguration est de 15% de celle du couple total. Après reconfiguration, celle-ci augmente considérablement. Nous nous intéressons à ce cas de défaut en particulier pour analyser les résultats. Nous traçons alors, comme nous l'avons présenté pour le cas d'ouverture de la phase C (Figure 3.21 (a)), le couple analytique  $T_{hybrid-3}$  et le couple EF 2D après reconfiguration (Figure 3.23). Nous remarquons qu'avec cette reconfiguration, l'ondulation du couple analytique  $T_{hybrid-3}$  a été bien réduite. L'ondulation du couple calculée par EF 2D n'a pas été diminuée. A partir de la figure 3.22 (d) et la Figure 3.23, nous pouvons déduire alors que cette ondulation du couple EF 2D est expliquée par l'augmentation de l'ondulation du couple relucant à cause du changement des courants de la machine.



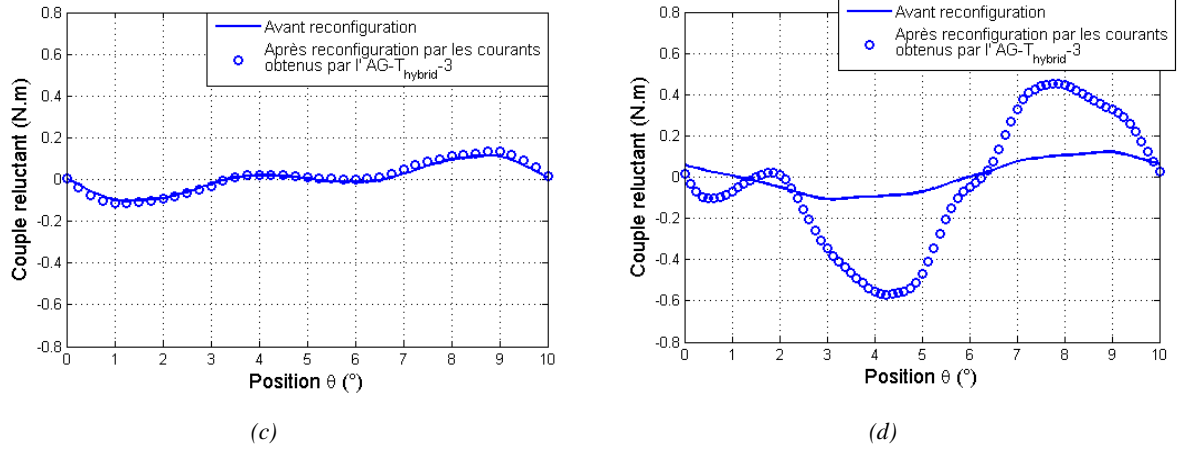


Figure 3.22. Couple reluctant par EF 2D, (a) Mode sain, (b) Phase C ouverte avant et après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG-T<sub>hybrid-3</sub>, (c) Phases B et C ouvertes avant et après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG-T<sub>hybrid-3</sub>, (d) Phases C et E ouvertes avant et après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG-T<sub>hybrid-3</sub>.

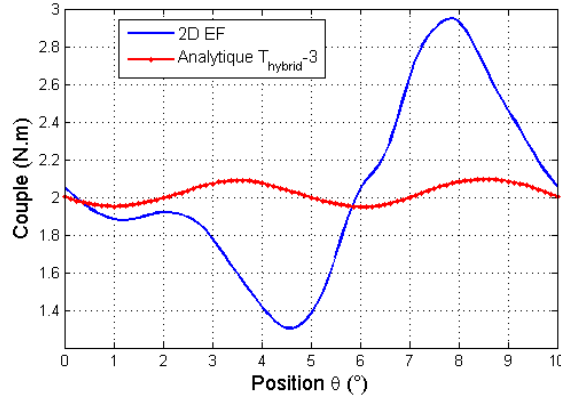


Figure 3.23. Phases C et E ouvertes : Allure du couple après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG-T<sub>hybrid-3</sub>-Extreme1.

Ces résultats montrent que l'ondulation du couple reluctant dépend des références de courant. Dorénavant, ce couple reluctant doit être pris en considération dans le modèle analytique du couple utilisé pour l'AG d'optimisation.

Pour pouvoir calculer par l'algorithme précédent les courants optimaux qui vont nous permettre d'améliorer le fonctionnement de la machine en cas d'ouvertures de phases, nous devons, tout d'abord, déterminer analytiquement l'expression du couple total. Ceci, implique l'élaboration du modèle du couple reluctant qui va être ajouté au couple hybride calculé précédemment.

Ceci est également valable pour toutes les machines à pôles saillants, même si le couple de réductant est négligeable en mode sain. Dans quelques travaux portant sur la reconfiguration des courants des phases saines afin d'améliorer le fonctionnement en mode dégradé [66][67][79], le couple a été modélisé uniquement par le couple hybride, ce qui n'est pas assez fidèle à la réalité pour les machines à pôles saillants en mode de défauts. Récemment, la prise en compte du couple reluctant en modes sain et dégradé a été aussi considérée pour une machine cinq-phases linéaire à commutation de flux [48].

Pour les machines à reluctance variable où le couple produit par la machine est uniquement un couple relucant, peu de travaux se sont intéressés au mode de défaut en essayant de reconfigurer la commande pour réduire l'ondulation de couple [108][109]. Par contre, pour les machines à reluctance variable, le problème ne se pose pas car le seul couple qui existe en modes sain et dégradé est le couple relucant.

### 3.4.4 Prise en compte du couple relucant dans l'AG

Comme expliqué dans le paragraphe 3.4.3, le couple relucant a tendance à augmenter après l'apparition du défaut. Il dépend des courants dont les références changent en cas de défaut ou reconfiguration. Une conséquence de ceci est que, pour une machine dont le rotor présente une saillance, le couple relucant devrait être pris en compte lors du calcul des courants optimaux visant à minimiser l'ondulation du couple total.

De ce fait, on adoptera par la suite une modélisation complète du couple (Eq.3.25). On appellera ce modèle analytique  $T_{total}$ . Le couple relucant est donné par l'Eq. 2.9 où le premier terme est relatif aux variations d'inductances en fonction de la position du rotor et le deuxième terme relatif à la variation des mutuelles. Le couple de détente est indépendant des courants, il est d'abord calculé par EF 2D puis rajouté au modèle analytique directement.

$$T_{total} = T_{hybrid} + T_{reluctance} + T_{détente} \quad Eq.3.25$$

Le couple relucant doit d'abord être calculé analytiquement puis rajouté au couple  $T_{hybrid}$ . Le nouveau modèle  $T_{total}$  sera ensuite comparé au modèle EF 2D en modes sain et en défaut.

#### 3.4.4.1 Reconstruction des inductances propres et mutuelles

Les inductances propres et mutuelles dont les dérivées interviennent dans l'expression du couple relucant (Eq. 2.9) sont déterminées, en premier. Un point de fonctionnement dans la zone linéaire de ces inductances (Chapitre 2) est choisi pour calculer ces inductances. Nous allons nous limiter dans cette partie à un courant égal à 9A (densité maximale de courant égale à 3.81A/mm<sup>2</sup>). Les inductances calculées pour cette valeur de courant restent valables pour des densités de courant allant jusqu'à 9A/mm<sup>2</sup> (21A) correspondant au coude de saturation de la courbe B=f(H).

Une FFT et une décomposition en série de Fourier jusqu'au sixième harmonique ont été effectuées pour ces inductances calculées par EF 2D (Eq.3.26). La même reconstruction est effectuée pour  $M_{kj}$  (phases  $j$  adjacentes à  $k$ ) and  $M_{ki}$  (phases  $i$  non-adjacentes à  $k$ ).

$$\begin{aligned} L_k = & L_{a0} + L_{a1} \cos(N_r \theta - \phi_k) + L_{b1} \sin(N_r \theta - \phi_k) + L_{a2} \cos(2N_r \theta - 2\phi_k) + L_{b2} \sin(2N_r \theta - 2\phi_k) \\ & + L_{a3} \cos(3N_r \theta - 3\phi_k) + L_{b3} \sin(3N_r \theta - 3\phi_k) + L_{a4} \cos(4N_r \theta - 4\phi_k) \\ & + L_{b4} \sin(4N_r \theta - 4\phi_k) + L_{a5} \cos(5N_r \theta - 5\phi_k) + L_{b5} \sin(5N_r \theta - 5\phi_k) \\ & + L_{a6} \cos(6N_r \theta - 6\phi_k) + L_{b6} \sin(6N_r \theta - 6\phi_k) \end{aligned} \quad Eq.3.26$$

Où  $k$  est relatif à la phase  $A, B, C, D$  ou  $E$ .

Une fois les inductances instantanées reconstruites analytiquement, le couple relucant pourrait être modélisé.

### 3.4.4.2 Couple total calculé analytiquement

L'expression analytique du couple relucant (Eq.3.25) introduite dans l'algorithme d'optimisation nécessite le calcul des dérivées des inductances déterminées précédemment. Deux méthodes de calcul de celles-ci ont été élaborées : La première est donnée par l'Eq.3.27. C'est la dérivée numérique des inductances calculées par EF 2D avec un pas de rotation du rotor  $\Delta\theta=0.125^\circ$ . La deuxième est la dérivée analytique des inductances reconstruites par FFT (Eq.3.26). Cela nous permet alors de reconstruire le couple relucant.

$$\frac{dL}{d\theta} \approx \frac{L_{n+1}(\theta) - L_n(\theta)}{\Delta\theta} \quad \text{Eq.3.27}$$

Le couple total analytique  $T_{total}$  est la somme du couple hybride, du couple relucant et du couple de détente. Le couple hybride est celui du modèle  $T_{hybrid-3}$ . Le couple relucant est donné par l'expression (Eq. 2.9). Le couple de détente est ajouté au modèle analytique directement à partir de la simulation EF 2D.

Les résultats suivants sont obtenus pour des courants sinusoïdaux d'amplitude  $I_{max}$  égale à 9A. Les simulations seront aussi détaillées pour un courant maximal de 20A équivalent à  $8.47\text{A/mm}^2$  (un courant proche de la zone de saturation pour vérifier si le modèle reste toujours valable). D'un point de vue pratique, ce courant ne pourrait pas être atteint sur le prototype expérimental puisque le courant thermique de la machine pentaphasée est d'environ 15A. Dans ce travail, nous nous intéressons uniquement à la validité du modèle analytique et son extension à des courants proches de la zone saturation. La validation expérimentale sera uniquement effectuée pour de faibles courants.

Pour une amplitude du courant fixée, un tableau récapitulera une comparaison des performances électromagnétiques entre le modèle précédent négligeant le couple relucant ( $T_{hybrid-3}$ ) et le nouveau modèle ( $T_{total}$ ).

Dans les figures suivantes, on désigne par :

-2D EF ou EF 2D : Le couple total calculé par la méthode des Éléments Finis en deux dimensions.

-Analytique<sub>1</sub> : Le couple total calculé analytiquement et où les dérivées des inductances sont numériques.

-Analytique<sub>2</sub> (FFT) : Le couple total calculé analytiquement en utilisant les dérivées des inductances données par l'Eq.3.26.

La figure 3.24 montre l'allure du couple par ces trois modèles.



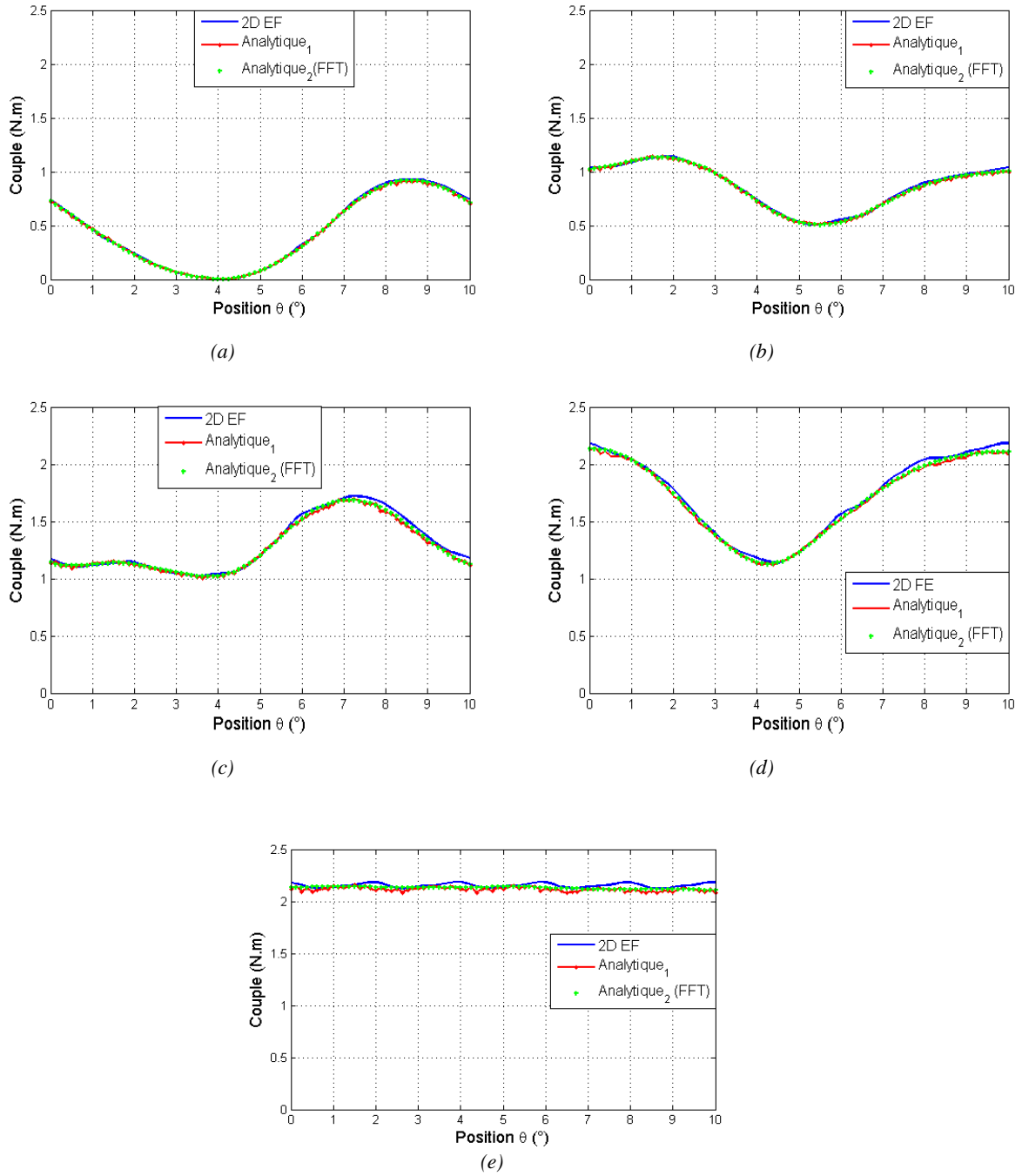


Figure 3.24. Couple total créé par: (a) phase A, (b) phases A et B, (c) phases A, B, et C, (d) phases A, B, C et D, (e) toutes les phases.

Tableau 3.4. Comparaison des performances électromagnétiques en mode sain

	$I_{\max}=9\text{A}$		$I_{\max}=20\text{A}$	
	Couple moyen (N.m)	Ondulation de couple (%)	Couple moyen (N.m)	Ondulation de couple (%)
<i>Modèle analytique <math>T_{\text{total}}</math></i>	2.13	2	4.7	4
<b>2D EF</b>	2.15	3	4.8	5

A partir de la figure 3.24, nous pouvons remarquer que les trois modèles donnent les mêmes résultats en mode sain et en défaut (une phase ou plus qui sont ouvertes). Dans le cas sain (Tableau 3.4), il existe une différence négligeable entre le calcul EF 2D et analytique en terme d'ondulation de couple (1%). Ceci pourrait être amélioré par la prise en compte des harmoniques de rang plus élevées des inductances.

A partir de ces résultats, notre nouveau modèle analytique du couple reproduit parfaitement le couple EF 2D et pourrait ainsi être utilisé dans l'AG d'optimisation.

### 3.5 Reconfiguration de la commande en utilisant l'Algorithme Génétique considérant le modèle complet du couple : Modèle $AG-T_{total}$

#### 3.5.1 Défaut d'ouverture du circuit relatif à la phase C

##### 3.5.1.1 Performances électromagnétiques avant reconfiguration

Nous reconsidérons de nouveau dans cette partie, le cas d'ouverture de la phase C, comme exemple. Dans ce cas, l'allure du couple total est donnée par la figure 3.25. Le tableau 3.5 regroupe les résultats qui nous intéressent dans ce cas de fonctionnement et compare le nouveau modèle (modèle analytique  $T_{total}$ ) au modèle précédent (modèle analytique  $T_{hybrid-3}$ ).

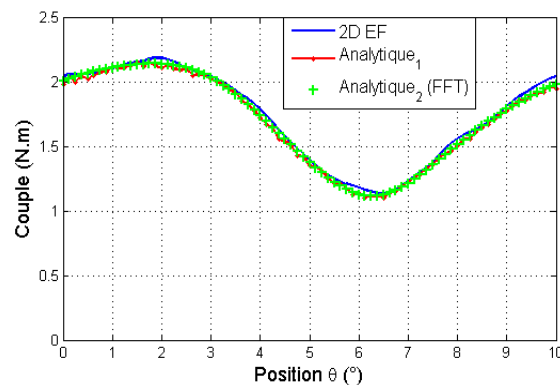


Figure 3.25. Allure du couple total analytique et EF quand la phase C est ouverte

Tableau 3.5. Comparaison des performances électromagnétiques dans le cas d'ouverture de la phase C

	Imax=9A		Imax=20A	
	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)
Modèle analytique $T_{hybrid-3}$	79	53	79	53
Modèle analytique $T_{total}$	79	60	79	77
2D EF	79	61	79	72

Le tableau 3.5 montre qu'en mode de défauts, la considération du couple reluctant dans le modèle du couple analytique donne des résultats plus fidèles aux EF 2D. La contribution de ce modèle comparé

au modèle  $T_{hybrid-3}$  est plus marquée quand les courants augmentent ( $I_{max}=20A$ ). En effet, contrairement au couple hybride, la variation du couple relucant est proportionnelle au carré du courant.

La faible différence entre l'ondulation de couple du modèle analytique  $T_{total}$  et celle issue du modèle EF 2D, quand l'amplitude des courants des phases saines est égale à 20A (77% d'ondulation de couple contre 72%), peut être due aux valeurs des inductances utilisées dans le modèle analytique. Ces inductances ont été calculées pour un point de fonctionnement de la zone linéaire alors que réellement (par EF 2D), pour un courant d'amplitude 20A, nous sommes proches de la saturation où les inductances ont tendance à diminuer.

Maintenant que le modèle analytique  $T_{total}$  reproduit bien les EF 2D en mode sain et en défaut, il peut alors être utilisé dans l'AG servant au calcul des courants de référence optimaux, dans des conditions de défauts.

On appellera :

$T_{total}$  : Le modèle analytique du couple total.

$AG-T_{total}$  : L'algorithme génétique dans lequel le couple est modélisé par  $T_{total}$  et où les inductances sont reconstruites par la FFT des inductances EF 2D (Analytical<sub>2</sub>(FFT)).

### 3.5.1.2 Reconfiguration des courants par l' $AG-T_{total}$

Dans cette section, le couple relucant est pris en compte dans l'algorithme d'optimisation. Il s'agit, donc, d'optimiser les courants de référence des phases saines, par l' $AG-T_{total}$ . Comme expliqué dans la section 3.4, cet algorithme nous permet de retrouver les paramètres optimaux ( $m_1; m_2; m_3; m_4; \beta_1, \beta_2; \beta_3; \Psi$ ) affectant les amplitudes et déphasages des courants des phases saines, afin d'atteindre certains objectifs et en respectant certaines contraintes.

Le nouveau front de Pareto obtenu dans ce cas est montré sur la figure 3.26.

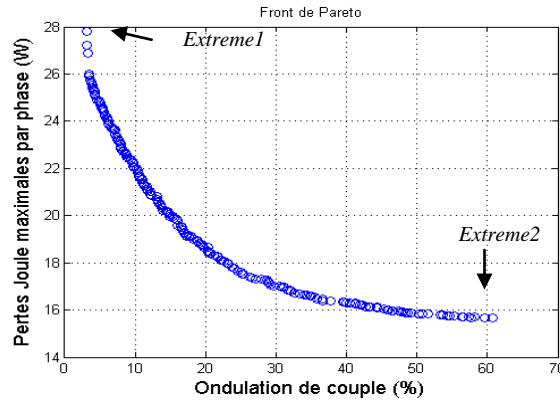


Figure 3.26. Front de Pareto obtenu par l' $AG-T_{total}$ .

A partir de ce front de Pareto, deux points extrêmes seront dorénavant analysés. Le premier (appelé *Extreme1*) est celui qui permet d'avoir un minimum d'ondulation de couple. Le deuxième (appelé *Extreme2*) est celui qui minimise les pertes Joule maximales par phase. Dans ce qui suit, nous allons analyser les performances électromagnétiques de la machine obtenues en injectant les deux solutions extrêmes du front de Pareto. Pour une solution qui permet d'avoir un compromis entre ondulations de couple et pertes Joule, une solution appartenant au point d'inflexion du Pareto, pourrait être choisie.

### 3.5.1.3 Analyse de la solution *Extreme1* du front de Pareto

Les nouveaux courants de référence (Figure 3.27) obtenus à partir de la solution de l'AG- $T_{total}$ -*Extreme1*, sont injectés dans les EF 2D pour vérifier si nous avons pu réaliser nos objectifs notamment la réduction des ondulations du couple. Les résultats obtenus par EF sont comparés à ceux obtenus par le modèle analytique  $T_{total}$ .

La figure 3.28 montre les allures du couple EF 2D et analytique et le courant dans le neutre de la machine obtenus après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -*Extreme1*.

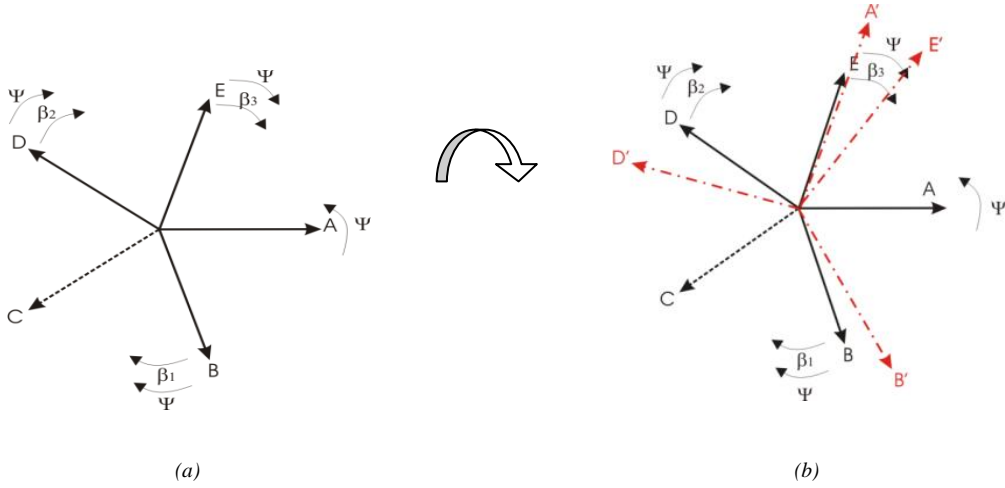


Figure 3.27. Diagramme vectoriel des courants, dans le cas d'ouverture de la phase C : (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -*Extreme1* (trait mixte).

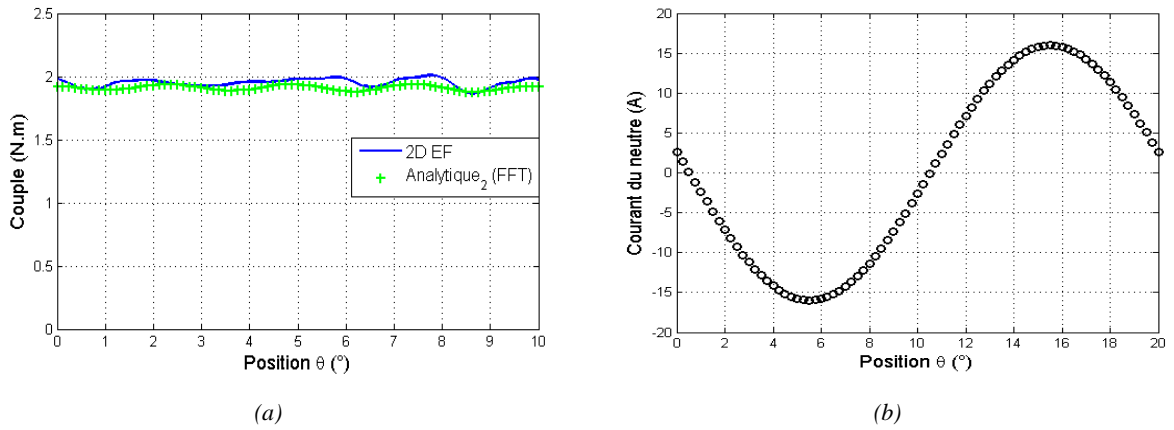


Figure 3.28. Phase C ouverte : Allure (a) du couple, (b) du courant du neutre, après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG- $T_{total}$ -*Extreme1*.

Dans le tableau 3.6, nous présentons une comparaison entre les performances électromagnétiques après reconfiguration, quand les modèles  $T_{hybrid-3}$  et  $T_{total}$  sont utilisés. L'observation qui peut être tirée du tableau est que, pour  $I_{max}=9A$ , la considération du couple reluctant a amélioré significativement les performances électromagnétiques. Cela nous a permis de passer de 61% d'ondulations en défaut à 7% après correction. Pour  $I_{max}=20A$  (Tableau 3.7), nous pouvons remarquer que le fonctionnement a aussi été amélioré du point de vue du couple comparé au mode en défaut. Les résultats sont aussi meilleurs que ceux de l'AG- $T_{hybrid-3}$  à l'égard des pertes Joule (81W de moins de pertes et 65% de moins

d'ondulation du couple EF 2D). Pour un courant dans la zone de saturation magnétique ( $I_{\max}=40A$ ) (Tableau 3.8), la différence entre l'ondulation de couple des deux modèles est de 55%. Pour les deux modèles, l'ondulation du couple augmente avec l'augmentation de l'amplitude des courants, car les inductances sont de moins en moins fidèles aux inductances EF 2D où celles-ci diminuent à cause de la saturation.

En ce qui concerne la comparaison entre les résultats EF 2D obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-3-Extreme1}}$  et l'AG- $T_{\text{total-Extreme1}}$  (dans les trois tableaux ci-dessous), nous pouvons déduire que les courants de référence qui permettent de réduire l'ondulation du couple hybride ne sont pas efficaces pour l'ondulation du couple reluctant.

Tableau 3.6. Comparaison des performances électromagnétiques dans le cas d'ouverture de la phase C. Reconfiguration des courants par l'AG-Extreme1.  
 $I_{\max}=9A$

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule (% du mode sain)
<b>Modèle analytique</b> $T_{\text{hybrid-3}}$	89	0.3	Max ( $ \sum_j I_j $ )=16<4. $I_{\max}$	128%
<b>2D EF</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-3}}$	94	31		
<b>Modèle analytique</b> $T_{\text{total}}$	89	3	Max ( $ \sum_j I_j $ )=16<4. $I_{\max}$	137%
<b>2D EF</b> après injection des courants obtenus par par l'AG- $T_{\text{total}}$	91	7		

Tableau 3.7. Comparaison des performances électromagnétiques dans le cas d'ouverture de la phase C. Reconfiguration des courants par l'AG-Extreme1.  
 $I_{\max}=20A$

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule (% du mode sain)
<b>Modèle analytique</b> $T_{\text{hybrid-3}}$	94	0.3	Max ( $ \sum_j I_j $ )=44<4. $I_{\max}$	150%
<b>2D EF</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-3}}$	81	75		
<b>Modèle analytique</b> $T_{\text{total}}$	94	3	Max ( $ \sum_j I_j $ )=69<4. $I_{\max}$	127%
<b>2D EF</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{\text{total}}$	96	10		

Tableau 3.8. Comparaison des performances électromagnétiques dans le cas d'ouverture de la phase C. Reconfiguration des courants par l'AG-Extreme1.  
 $I_{max}=40A$

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule (% du mode sain)
<b>Modèle analytique</b> $T_{hybrid-3}$	100	6	Max ( $ \sum_j I_j $ )=70 <4.Imax	126%
<b>2D EF</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{hybrid-3}$	79	81		
<b>Modèle analytique</b> $T_{total}$	100	7	Max ( $ \sum_j I_j $ )= 112<4.Imax	101%
<b>2D EF</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{total}$	100	26		

Dans le cas des courants d'amplitudes 20A et 40A (Tableau 3.7 et 3.8), nous pouvons remarquer qu'après reconfiguration le courant du neutre est très important. Comme nous l'avons mentionnée dans le paragraphe 3.4.4.2, le but de traiter ces points de fonctionnement est uniquement de montrer la validité du modèle de couple même à des courants dans la zone de saturation où le modèle des inductances analytiques a tendance à changer. Nous remarquons bien que pour tous les points de fonctionnement traités, le modèle du couple reste valable et sa qualité a bien été améliorée. En expérimental, ces courants ne seront pas considérés car ils dépassent le courant maximal toléré par les bobinages de la machine.

### 3.5.1.4 Analyse de la solution *Extreme2* du front de Pareto

*Extreme2*, la solution dans la figure 3.26 qui permet d'avoir le minimum des pertes Joule par phase, va être maintenant analysée. Dans ce cas, les nouveaux courants de référence sont montrés sur la figure 3.29. La forme du couple après correction est montrée sur la figure 3.30 (a) et le courant dans le neutre est montré sur la figure 3.30 (b).

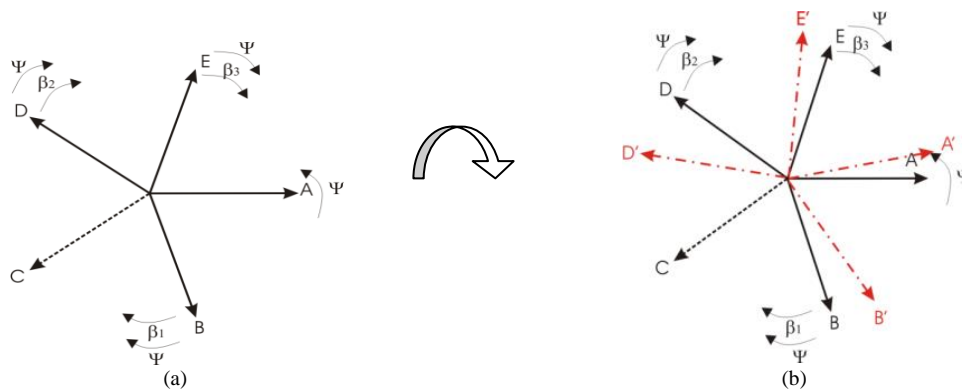


Figure 3.29. Diagramme vectoriel des courants, dans le cas d'ouverture de la phase C, (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -Extreme2 (trait mixte).

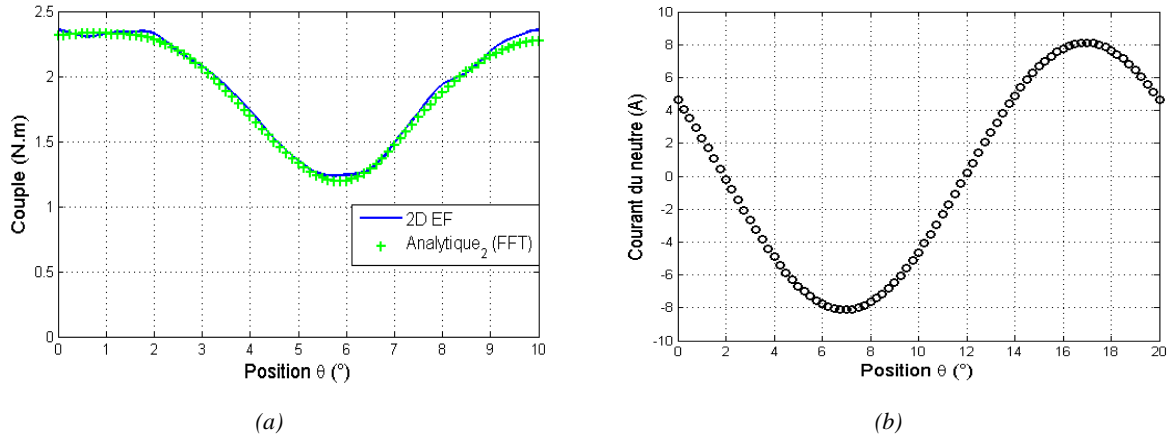


Figure 3.30. Phase C ouverte : Allure (a) du couple, (b) du courant du neutre, après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG- $T_{total}$ -Extreme2.

Lorsqu'il s'agit de la solution *Extreme2*, nous pouvons noter à partir du tableau 3.9 et 3.10 que les ondulations restent importantes pour les deux modèles  $T_{hybrid-3}$  et  $T_{total}$ , ce qui est normal, car en vue de réduire les pertes Joule, l'amplitude des références de courant ne doit pas être augmentée, ce qui ne permet pas de réduire l'ondulation du couple hybride tout en respectant la condition sur le couple moyen et le courant du neutre. Dans ce cas, prendre en compte le couple relucant dans le second modèle (le modèle  $T_{total}$ ) n'offre plus un avantage par rapport au premier modèle (le modèle  $T_{hybrid-3}$ ) sauf quand l'amplitude des courants est élevée. Dans ce cas, l'ondulation du couple relucant est plus remarquable (comme on l'a mentionné précédemment, celui-ci est proportionnel au carré du courant) et donc l'AG- $T_{total}$  va prendre en considération cette ondulation quand il essaye en même temps de réduire les pertes Joule. A partir de la quatrième ligne des tableaux 3.9 et 3.10, il est clair que ces deux objectifs ne sont pas contradictoires et vont dans le même sens. Les ondulations qui restent élevées sont probablement dues au couple hybride.

Tableau 3.9. Comparaison des performances électromagnétiques dans le cas d'ouverture de la phase C. Reconfiguration des courants par l'AG-Extreme2.  
 $I_{max}=9A$

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule totales (% du mode sain)
<b>Modèle analytique <math>T_{hybrid-3}</math></b>	87	54	$\text{Max}( \sum_j I_j )=7 < 4.I_{max}$	96
<b>2D EF après injection des courants obtenus par l'AG-<math>T_{hybrid-3}</math></b>	90	63		
<b>Modèle analytique <math>T_{total}</math></b>	87	61	$\text{Max}( \sum_j I_j )=8 < 4.I_{max}$	88
<b>2D EF après injection des courants obtenus par l'AG-<math>T_{total}</math></b>	88	59		

Tableau 3.10. Comparaison des performances électromagnétiques dans le cas d'ouverture de la phase C. Reconfiguration des courants par l'AG-Extreme2.  
 $I_{max}=20A$

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule totales (% du mode sain)
<b>Modèle analytique</b> $T_{hybrid-3}$	88	48	Max $( \sum_j I_j )=17 < 4.I_{max}$	97
<b>2D FE</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{hybrid-3}$	92	76		
<b>Modèle analytique</b> $T_{total}$	88	66	Max $( \sum_j I_j )=21 < 4.I_{max}$	75
<b>2D FE</b> après injection des courants obtenus par l'AG- $T_{total}$	88	61		

### 3.5.2 Ouverture des phases temporellement-adjacentes B et C

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons au cas d'ouvertures de deux phases *temporellement-adjacentes* (Eq. 3.28). Dans le cas d'ouvertures des circuits relatifs aux phases B et C par exemple, la forme du couple issue des simulations EF 2D, est donnée à la figure 3.33 (a).

De même que pour le cas d'une phase ouverte, le modèle de couple  $T_{total}$  est utilisé dans l'AG pour calculer les références des courants optimaux. La solution du front de Pareto permettant de réduire le plus l'ondulation de couple est choisie. Les courants optimaux correspondants (Figure 3.31 (b)) sont injectés dans le modèle EF 2D. La distribution des lignes de flux après reconfiguration pour une position mécanique  $\theta=0^\circ$  est présentée sur la figure 3.32. Le couple après reconfiguration et le courant dans le neutre sont présentés à la figure 3.33.

$  \begin{aligned}  i_A &= I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\  i_B &= 0 \\  i_C &= 0 \\  i_D &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\  i_E &= I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right)  \end{aligned}  $ <p style="text-align: center;"><i>Phases B et C ouvertes, avant reconfiguration</i></p>		$  \begin{aligned}  i_A &= m_1 I_{max} \cos(wt + \Psi) \\  i_B &= 0 \\  i_C &= 0 \\  i_D &= m_2 I_{max} \cos\left(wt + \Psi - 6\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) \\  i_E &= m_3 I_{max} \cos\left(wt + \Psi - 8\frac{\pi}{5} - \beta_2\right)  \end{aligned}  $ <p style="text-align: center;"><i>Phases B et C ouvertes, après reconfiguration par l'AG d'optimisation</i></p>	<p>Eq. 3.28</p>
--	--	--	-----------------



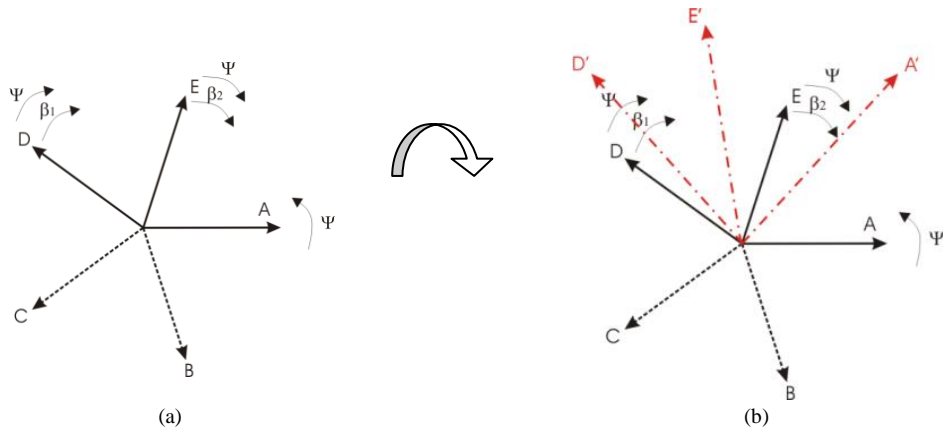


Figure 3.31. Diagramme vectoriel des courants, dans le cas d'ouvertures des phases B et C, (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1 (trait mixte).

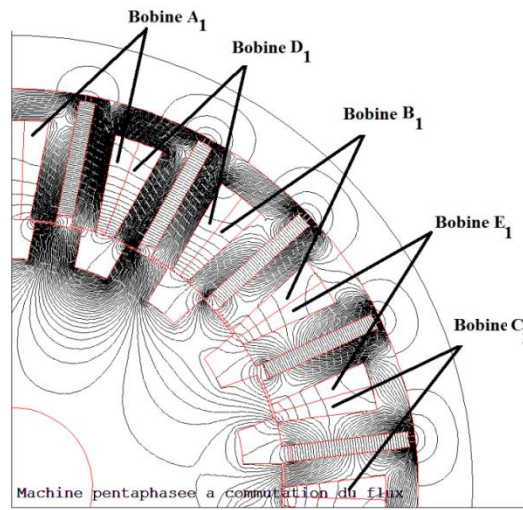
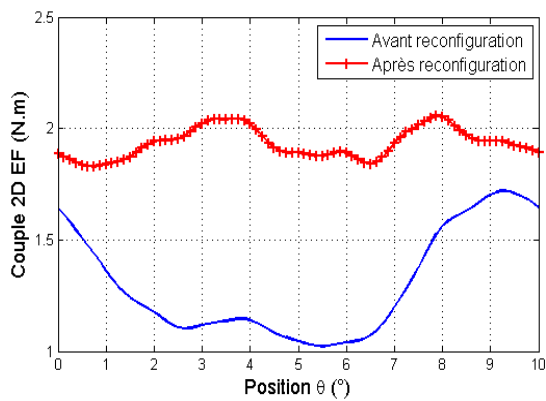
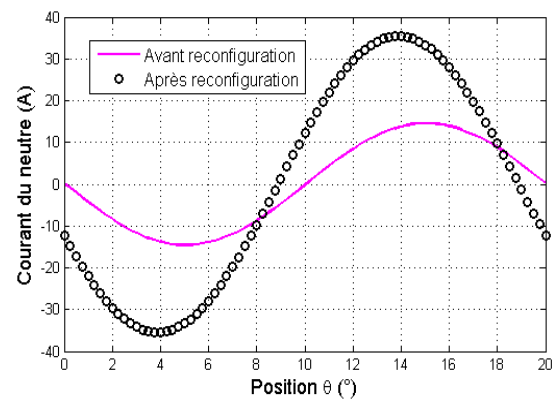


Figure 3.32. Phase B et C ouvertes : Distribution des lignes de flux après reconfiguration des références de courant par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1 et à une position  $\theta=0^\circ$ .



(a)



(b)

Figure 3.33. Phases B et C ouvertes : Allure (a) du couple, (b) du courant du neutre, avant et après reconfiguration des référence de courant par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1.

Ces résultats montrent que pour ce cas de défaut, l'ondulation de couple minimale que nous pouvons obtenir après correction, est égale à 12% si nous imposons les mêmes contraintes c'est à dire un courant total dans le neutre inférieur à 4 fois le courant maximal sain et un couple moyen 90% du couple moyen sain. Néanmoins, le diagramme vectoriel des courants obtenus par l'algorithme d'optimisation, dans ce cas, est non-conventionnel (Figure 3.31 (b)), ce qui implique un courant homopolaire très élevé mais respectant la contrainte imposée ( $\leq 36A$  dans ce cas). Les performances obtenues sont présentées dans le tableau 3.11.

### 3.5.3 Ouverture des phases spatialement-adjacentes C et E

Dans le cas d'ouvertures des circuits relatifs aux phases *spatialement-adjacentes* C et E, la même procédure de calcul des nouveaux courants de référence a été suivie. Le diagramme vectoriel des courants optimaux est montré sur la figure 3.34 et la distribution des lignes de flux dans ce cas de reconfiguration et pour une position mécanique  $\theta=0^\circ$  est présentée sur la figure 3.35. Le couple avant et après correction et le courant total dans le neutre sont donnés par la figure 3.36. Les caractéristiques en termes de couple moyen, ondulation de couple, courant dans le neutre et pertes Joule, sont données dans le tableau 3.11.

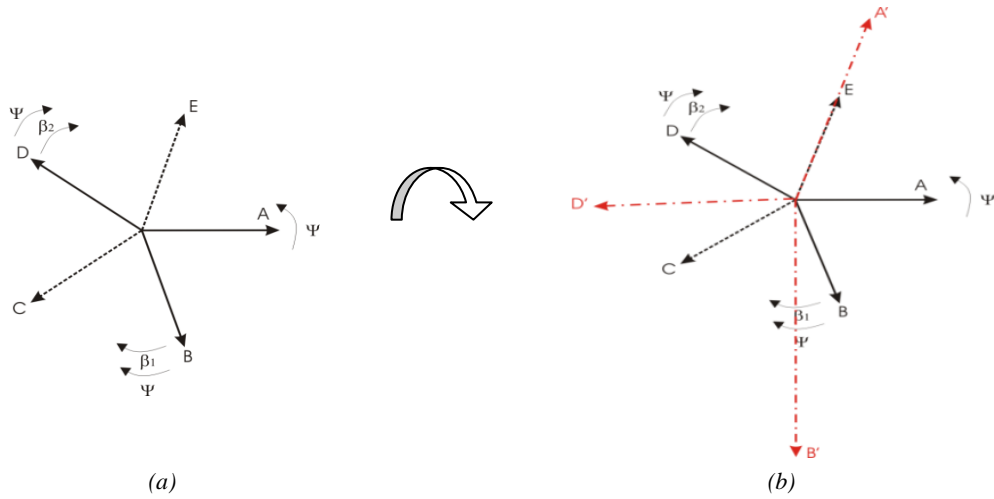


Figure 3.34. Diagramme vectoriel des courants, dans le cas d'ouvertures des phases C et E, (a) Avant reconfiguration, (b) Après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1 (trait mixte).

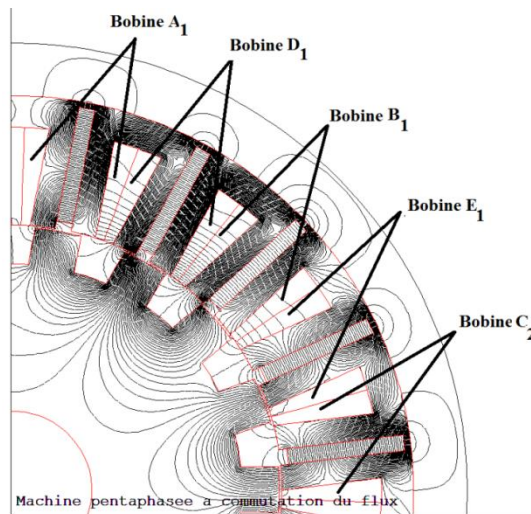


Figure 3.35. Phase C et E ouvertes : Distribution des lignes de flux après reconfiguration des références de courant par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1 et à une position  $\theta=0^\circ$ .

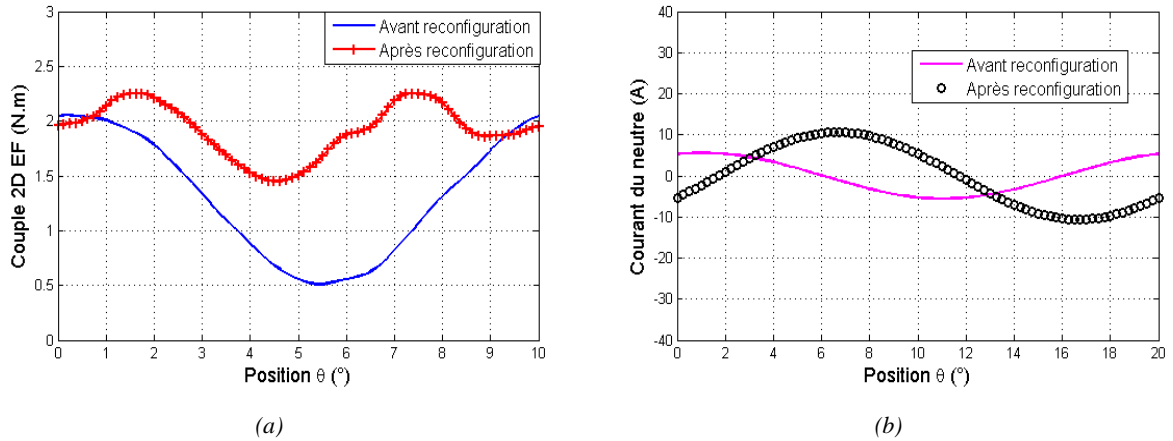


Figure 3.36. Phases C et E ouvertes : Allure (a) du couple, (b) du courant du neutre, avant et après reconfiguration des références de courant par l'AG- $T_{total}$ -Extremel.

Tableau 3.11. Comparaison des performances électromagnétiques avant et après reconfiguration, dans le cas d'ouvertures de deux phases.  
 $I_{max}=9A$

		Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule (% du mode sain)
<b>B et C ouvertes</b>	<b>2D EF avant reconfiguration</b>	60,5	54	$\text{Max} ( \sum_j I_j ) = 14.6$	60
	<b>2D EF après reconfiguration</b>	90	12	$\text{Max} ( \sum_j I_j ) = 35 < 4.I_{max}$	151
<b>C et E ouvertes</b>	<b>2D EF avant reconfiguration</b>	60.5	118	$\text{Max} ( \sum_j I_j ) = 5.6$	60
	<b>2D EF après reconfiguration</b>	89	42	$\text{Max} ( \sum_j I_j ) = 11 < 4.I_{max}$	222

D'après ces résultats, nous pouvons remarquer que l'ondulation de couple a été bien réduite après correction (nous passons de 118% à 42% après correction) mais celle-ci reste élevée comparée à celle de deux phases *temporellement-adjacentes*. Les pertes Joule sont aussi fortement augmentées dans le cas d'ouvertures des phases *spatialement-adjacentes*.

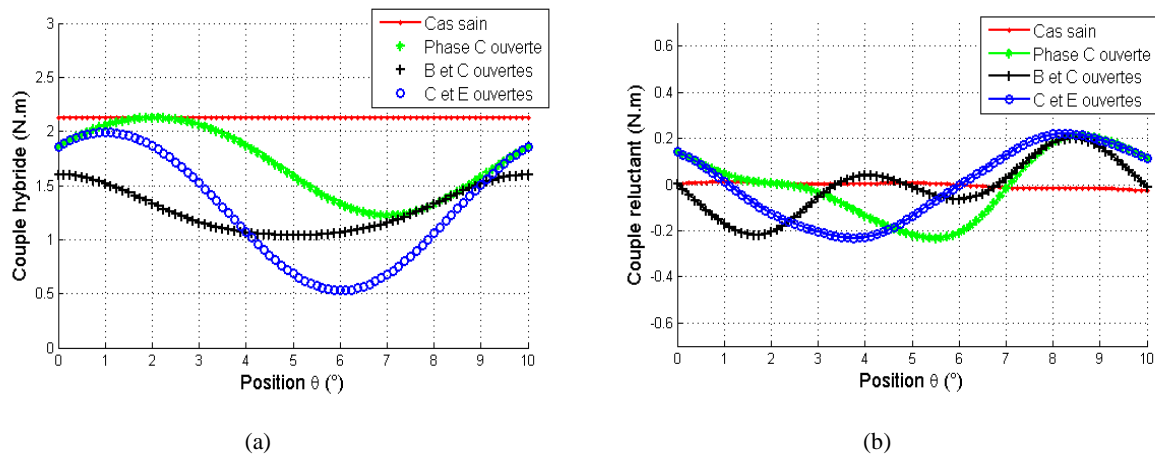
### 3.5.4 Analyse des résultats de deux phases ouvertes

Les résultats des deux paragraphes 3.5.2 et 3.5.3 traitant le cas de l'ouverture de deux phases de la MCF pentaphasée, montrent que le taux d'ondulation du couple dépend de l'adjacence ou pas des phases ouvertes. Ceci a été également vérifié pour d'autres cas de phases ouvertes. Si les phases sont *temporellement-adjacentes*, le minimum d'ondulation que nous pouvons avoir après reconfiguration en respectant les contraintes imposées est autour de 12%. Il est d'environ 40% si les phases sont *spatialement-adjacentes*. Les résultats sont synthétisés dans le tableau 3.12. Le couple moyen respecte la contrainte imposée, dans tous les cas traités.

Tableau 3.12. Récapitulatif de la qualité du couple EF 2D après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1

		Ondulation de couple minimale après correction (%)	Couple moyen maximal après correction (% du mode sain)
Phase C ouverte		7	91
Deux phases temporellement-adjacentes ouvertes	C et B	12	90
	C et D	13.5	89
Deux phases temporellement-non-adjacentes ouvertes	C et E	42	89
	C et A	39	92

Sur la figure 3.37, nous avons tracé le couple hybride et le couple relucant analytiques pour différents types d'ouvertures de phases. Nous pouvons remarquer que le couple hybride est responsable de cette différence au niveau de l'ondulation de couple qui existe entre phases *temporellement-adjacentes* ou pas (53% si la phase C est uniquement ouverte, 44% si les phases B et C sont ouvertes et 114% si les phases C et E sont ouvertes). L'ordre des phases ouvertes (*temporellement-adjacentes* ou pas) a donc une influence sur le couple hybride (Figure 3.37 (a)) et non sur le couple relucant (Figure 3.37 (b)). Le couple relucant a quasiment la même ondulation quelque soit le nombre et l'ordre des phases défectueuses.

Figure 3.37.  $I_{max}=9A$ , (a) Couple hybride analytique en fonction du défaut. (b) Couple relucant analytique en fonction du défaut.

De ces figures, nous pouvons aussi déduire que pour un même défaut, l'ondulation du couple hybride est plus importante que celle du couple relucant : 0.9N.m contre 0.44N.m dans le cas d'ouverture de la phase C, 0.56N.m contre 0.42N.m dans le cas d'ouvertures des phases B et C et 1.46N.m contre 0.45N.m dans le cas d'ouvertures des phases C et E.

### 3.5.5 Injection du troisième harmonique des courants

Dans le but d'améliorer encore plus la qualité du couple après correction, quand les phases C et E sont ouvertes et puisque le couple hybride est responsable de cette variation de couple élevée, nous avons décidé d'injecter les troisièmes harmoniques des trois courants des phases saines. L'intérêt

d'injecter le troisième harmonique du courant est de compenser le troisième harmonique du flux à vide et donc contribuer plus à la réduction de l'ondulation du couple hybride.

Il s'agit alors d'optimiser leurs amplitudes et déphasages, comme effectué pour le fondamental (Eq. 3.29). Nous avons ainsi douze variables à optimiser dont six relatives aux amplitudes et phases des courants fondamentaux ( $m_{a1}$ ,  $m_{b1}$ ,  $m_{d1}$ ,  $\beta_{b1}$ ,  $\beta_{d1}$  et  $\psi_1$ ) et six relatives aux amplitudes et phases des troisièmes harmoniques ( $m_{a3}$ ,  $m_{b3}$ ,  $m_{d3}$ ,  $\beta_{b3}$ ,  $\beta_{d3}$  et  $\psi_3$ ). Les densités de courant obtenues par calcul EF 2D avant et après correction sont présentées à la figure 3.38.

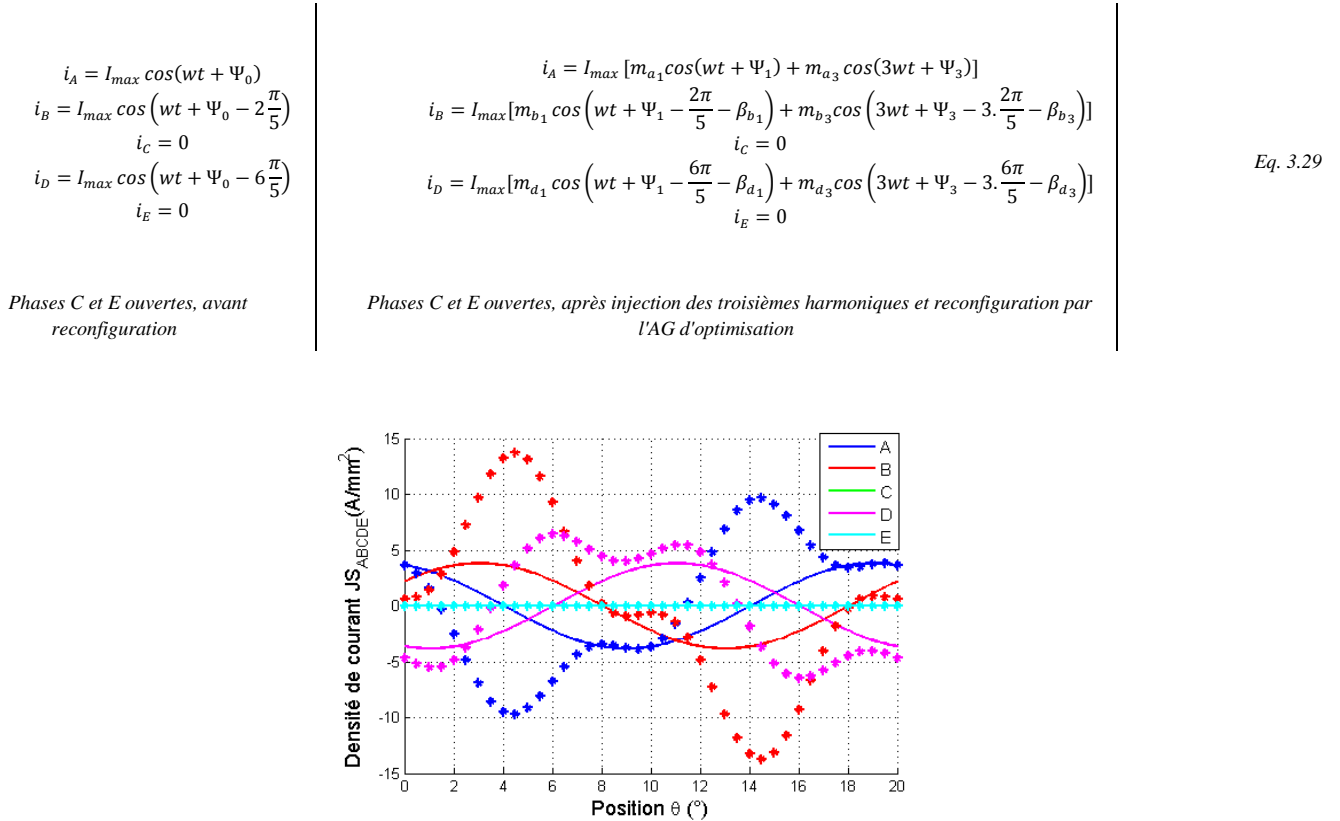


Figure 3.38. Phases C et E ouvertes : Allure des densités de courant, reconfiguration des références de courant par l'AG- $T_{total-Extremel}$  avec injection du troisième harmonique du courant, “-” avant correction, “\*” après correction.

Ceci nous a permis de passer d'une ondulation de couple de 42% (obtenu dans le paragraphe 3.5.3) à 23% pour les mêmes pertes Joule maximales par phase (environ 84W). Le couple et le courant du neutre avant et après reconfiguration sont montrés sur la figure 3.39. Les pertes Joule totales après reconfiguration sont égales à 218W.

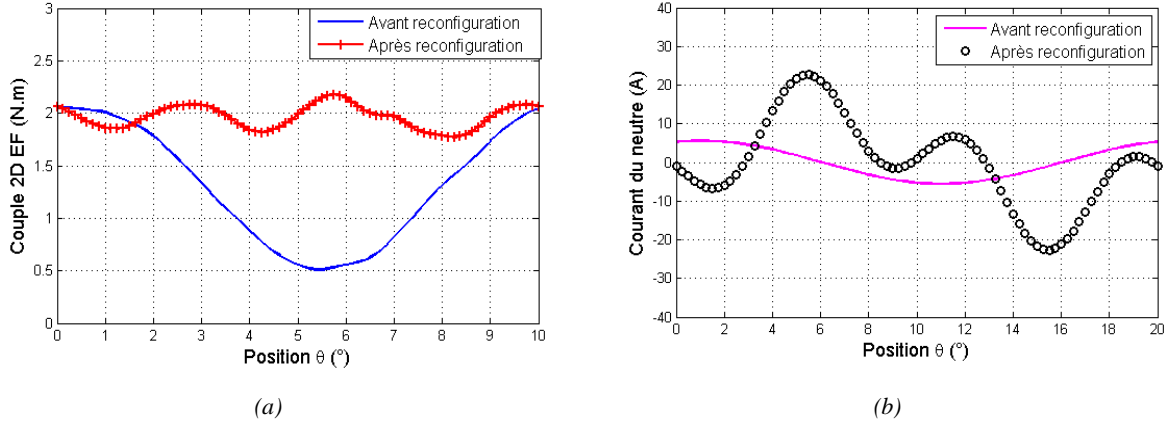


Figure 3.39. Phases C et E ouvertes : Allure (a) du couple, (b) du courant du neutre, avant et après reconfiguration des références de courant par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1 avec injection du troisième harmonique du courant.

A partir de ces résultats, nous pouvons déduire qu'il serait peut-être plus intéressant de concevoir des machines électriques multi-phases avec des flux non sinusoïdaux comme les machines étudiées dans plusieurs travaux tels que dans [84]. Ceci permettra de profiter de ces riches f.e.m pour alimenter la machine avec des harmoniques de courant permettant de diminuer l'ondulation du couple en modes sain et dégradé. Si les f.e.m de notre machine étaient riches en harmoniques, la même méthodologie suivie dans ce mémoire (notamment le choix d'utiliser un algorithme génétique d'optimisation) restera valable et efficace. Certes, le nombre de variables d'optimisation augmentera, néanmoins, nous bénéficierons toujours d'un algorithme multi-objectifs, multi-contraintes et aboutissant à des solutions minimales globales. Dans cet algorithme, l'expression du couple est complète et est valable à la fois en mode sain et dégradé car elle inclut l'expression du couple reluctant dont les ondulations dépendent aussi des courants optimaux. Ceci n'a pas été toujours pris en compte auparavant.

Dans le cas où nous avons affaire à des machines multi-phases à flux non-sinusoïdaux alimentées par des courants non-sinusoïdaux en modes sain et dégradé et si les correcteurs de courant utilisés sont des correcteurs à hystérésis, la fréquence de commutation des interrupteurs présents dans les onduleurs sera dans ce cas augmentée ce qui augmenterait la pollution harmonique au détriment des critères CEM de l'équipement. Il faudra, alors, réfléchir à des correcteurs plus adaptés. Il y'a donc un compromis à trouver sur la conception des machines à flux riches en harmoniques.

### 3.5.6 Analyse des forces magnétiques radiales

Les répartitions non-symétriques des vecteurs de courant obtenues en défaut avant et après correction (Figures 3.27, 3.29, 3.31 et 3.34) nous amènent à considérer les forces magnétiques radiales qui s'appliquent sur le rotor ou le stator. Si les distributions spatiales de l'induction magnétique dans l'entrefer sont dissymétriques, ces forces ne seront pas équilibrées ce qui induirait des contraintes supplémentaires dans la machine (forces sur les roulements, etc).

Le calcul des forces magnétiques radiales est basé sur le calcul de l'induction magnétique dans l'entrefer. L'induction magnétique radiale et tangentielle en un point  $M$  quelconque au milieu de l'entrefer est récupérée par la méthode des EF 2D (Figure 3.40). A partir du tenseur des contraintes de Maxwell [111][112], la densité surfacique de force radiale (contrainte magnétique radiale)  $\sigma_r$  à une position mécanique  $\theta$  donnée du rotor s'exprime par l'Eq.3.30.

$$\sigma_r(\gamma)|_\theta = -\frac{1}{2} \left[ \frac{B_r(\gamma)^2}{\mu_0} - \mu_0 (H_t(\gamma)^2) \right] \quad \text{Eq.3.30}$$

Avec  $B_r$  et  $B_t$  qui sont respectivement l'induction radiale et l'induction tangentielle dans l'entrefer et  $\gamma$  est la position angulaire dans l'entrefer (Figure 3.40).

En négligeant la composante tangentielle du champ magnétique  $H_t$ , la contrainte magnétique peut se mettre sous la forme de l'Eq.3.31.

$$\sigma_r(\gamma)|_\theta = \frac{-B_r(\gamma)^2}{2\mu_0} \quad \text{Eq.3.31}$$

La force magnétique radiale totale exercée sur le rotor en fonction de la position mécanique du rotor peut alors être décomposée en coordonnées cartésiennes, comme suit :

$$Fm_x(\theta) = R_e L_a \int_0^{2\pi} \frac{-B_r(\gamma)^2}{2\mu_0} \cos(\gamma) d\gamma \quad \text{Eq.3.32}$$

$$Fm_y(\theta) = R_e L_a \int_0^{2\pi} \frac{-B_r(\gamma)^2}{2\mu_0} \sin(\gamma) d\gamma \quad \text{Eq.3.33}$$

$R_e$  est le rayon de l'entrefer moyen et  $L_a$  la longueur active de la machine.

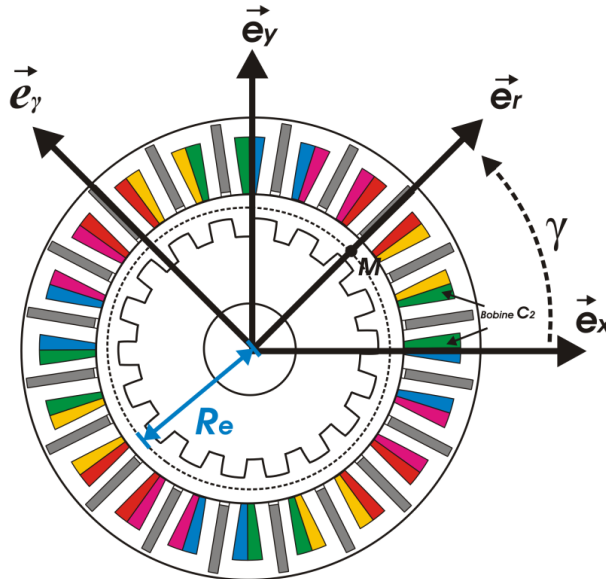


Figure 3.40. Machine cinq-phases à commutation de flux avec les notations utilisées.

Nous présentons en coordonnées polaires sur la figure 3.41, la contrainte magnétique radiale  $\sigma_r$  ( $\text{N.cm}^{-2}$ ) calculée à partir de l'induction magnétique radiale que nous avons relevée par EF 2D. La figure montre la distribution de cette contrainte en fonction de la position angulaire  $\gamma$  dans l'entrefer pour une position mécanique du rotor  $\theta=0^\circ$ , dans le cas sain et en cas d'ouvertures des phases



temporellement-adjacentes  $B$  et  $C$  avant et après correction (les courants optimaux après correction sont ceux obtenus au paragraphe 3.5.2). Nous remarquons bien que la contrainte magnétique dans les trois cas et en tout point de l'entrefer, présente une symétrie par rapport à l'axe de rotation du rotor. En appliquant les Eq.3.32 et Eq.3.33, nous pouvons calculer la force magnétique radiale totale projetée sur l'axe des abscisses et des ordonnées pour toute position  $\theta$  du rotor (Figure 3.42). La figure montre qu'en modes sain ou dégradé et avec ou sans la correction proposée dans ce chapitre, la force magnétique radiale totale appliquée au rotor est nulle quelque soit la position du rotor. Le défaut n'a donc pas d'effet sur la force magnétique radiale totale.

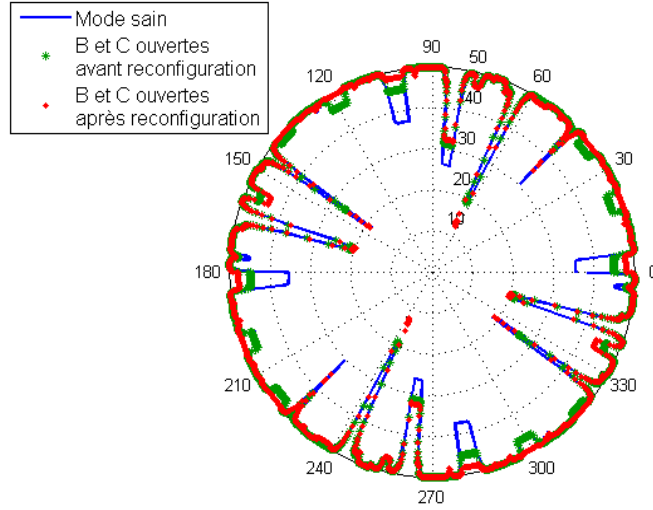


Figure 3.41. Contrainte magnétique radiale  $\sigma_r$  ( $N.cm^{-2}$ ) en fonction de la position angulaire dans l'entrefer et pour une position mécanique du rotor  $\theta=0^\circ$ , (Point de fonctionnement  $I_{max}=9A$ ).

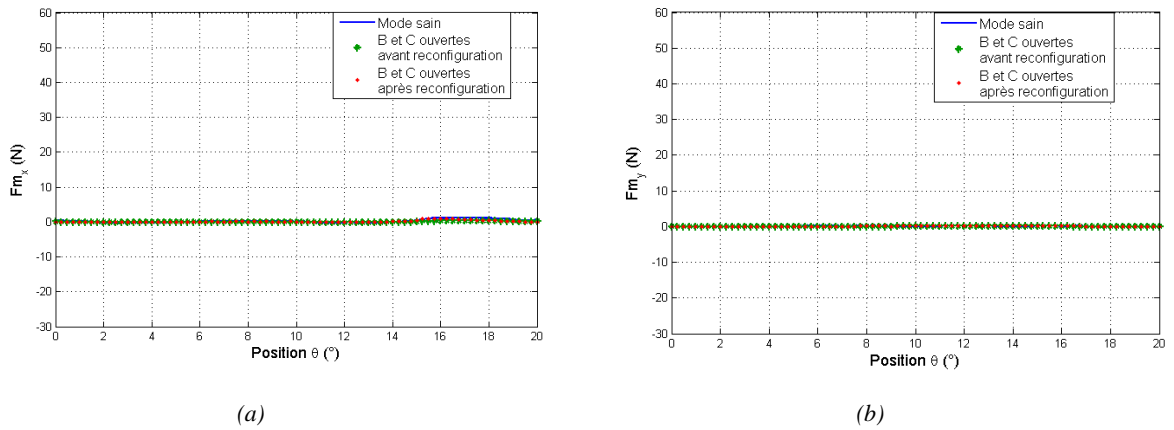


Figure 3.42. Force magnétique radiale totale en fonction de la position mécanique du rotor, (a) projetée sur l'axe des abscisses, (b) projetée sur l'axe des ordonnées, (Point de fonctionnement  $I_{max}=9A$ ).



Le même raisonnement et la même conclusion sont valables en cas de défaut de type courts-circuits totaux que nous détaillerons dans le chapitre suivant. En effet, il est tout à fait logique que les forces magnétiques radiales soient équilibrées car l'induction magnétique est symétrique par rapport à l'axe du rotor. Ceci s'explique par le fait que les bobines d'une même phase sont réparties d'une façon symétrique par rapport à l'axe du rotor et sont alimentées par le même courant que ce soit en mode sain, en défaut avant ou après les corrections proposées. Cet équilibre de la force magnétique radiale totale est, cependant, vrai pour les types de défauts traités dans ce mémoire et qui sont des défauts de type ouvertures ou courts-circuits totaux de phases. Un court-circuit total se traduit, ici, par un courant de court-circuit circulant dans toute la phase (à travers les quatre bobines qui sont disposées d'une façon symétrique dans la machine) et donc aucun déséquilibre de la force radiale totale ne sera créé.

Par contre, dans un cas de court-circuit partiel (une partie de la phase est court-circuitée et le reste est sain ce qui revient à des bobines saines et des bobines défectueuses), la force radiale totale ne sera pas équilibrée et aura donc une valeur non nulle. A titre illustratif, nous montrons sur la figure 3.43, la contrainte magnétique dans le cas sain et en cas d'apparition d'un défaut sur la bobine numéro 2 de la phase C (Bobine  $C_2$ ). Pour simuler le défaut, nous avons injecté un courant dans la bobine  $C_2$  qui est différent du courant dans les autres bobines de la phase C. Ceci pourrait être traduit par un cas de court-circuit partiel dans les travaux qui s'intéressent à ce type de défaut. Les notions de court-circuit total et partiel seront mieux expliquées dans le chapitre suivant mais seulement les défauts de courts-circuits totaux seront considérés dans ce mémoire.

La figure 3.44 montre la force magnétique radiale totale en fonction de la position mécanique du rotor projetée sur les axes des abscisses et des ordonnées. Cette force magnétique est non-nulle quelque soit la position du rotor. On est alors dans un cas de déséquilibre de la force magnétique radiale.

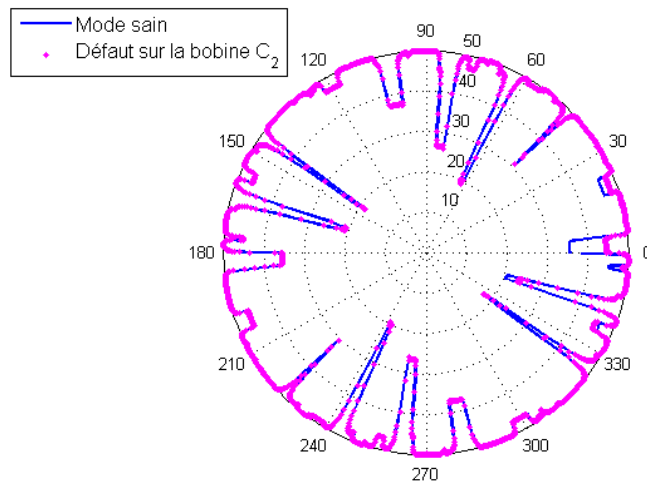


Figure 3.43. Contrainte magnétique radiale  $\sigma_r$  ( $N.cm^{-2}$ ) en fonction de la position angulaire dans l'entrefer et pour une position mécanique du rotor  $\theta=0^\circ$ , (Point de fonctionnement  $I_{max}=9A$ ).

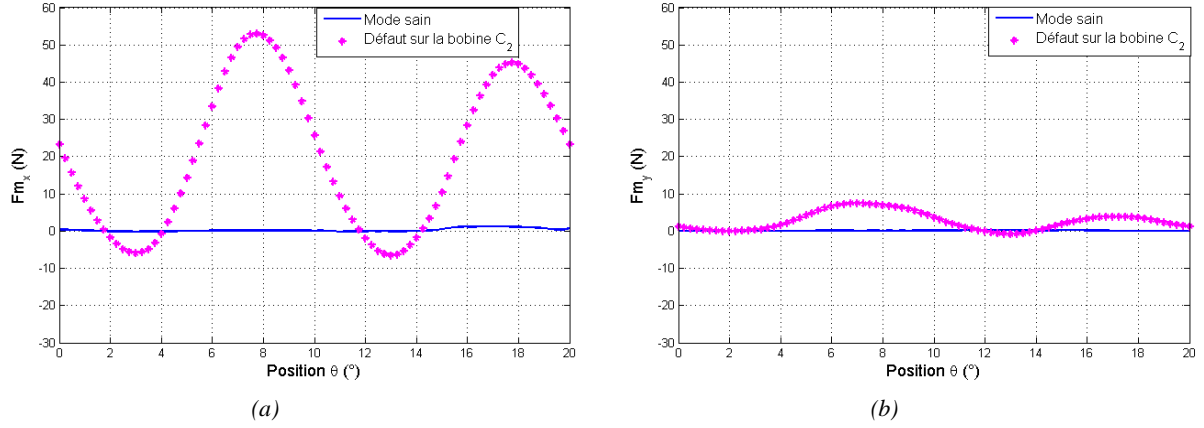


Figure 3.44. Force magnétique radiale totale en fonction de la position mécanique du rotor, (a) projetée sur l'axe des abscisses, (b) projetée sur l'axe des ordonnées, (Point de fonctionnement  $I_{max}=9A$ ).

Dans ce mémoire, nous avons étudié les cas d'ouvertures et courts-circuits de phases entières. Dans ces situations, nous avons montré que les contraintes magnétiques radiales sont toujours symétriques par rapport à l'axe de rotation du rotor. La force radiale totale est alors nulle. Nous avons, aussi, pu vérifier que même si les courants que nous avons obtenus après reconfiguration sont, parfois, non symétriques par rapport au défaut (Cf. les diagrammes vectoriels des courants après reconfiguration), les contraintes magnétiques radiales sont, quant à elles, symétriques par rapport à l'axe du rotor ce qui permet d'avoir une force magnétique radiale totale appliquée au rotor qui est nulle.

Dans d'autres cas, comme les courts-circuits partiels de phases, nous avons montré que cette force radiale totale ne sera plus nulle à cause de la dissymétrie des courants dans les bobines d'une même phase. Cette dissymétrie va se refléter dans l'induction magnétique dans l'entrefer ce qui induirait une dissymétrie des contraintes magnétiques radiales et donc un déséquilibre de la force radiale totale. Ce problème pourrait aussi apparaître dans le cas de désaimantation d'un aimant quelconque de la machine.

Le déséquilibre des forces magnétiques radiales peut favoriser la fatigue des roulements de la machine. Cela va accélérer l'apparition des défauts de roulements qui sont parmi les défauts les plus fréquents dans les machines de grande puissance. Pour conclure, un défaut d'enroulements (si les courants dans les bobines diamétralement opposées par rapport à l'axe de rotation du rotor, sont différents) peut alors causer un défaut de roulement. Ce problème mécanique d'origine électrique doit, alors, être considéré dans les algorithmes de reconfiguration des références de courant en mode dégradé. L'objectif serait, alors, de trouver les courants optimaux permettant un compromis entre les objectifs mécaniques, thermiques et d'amélioration de la qualité du couple. A notre connaissance, en littérature, les forces magnétiques radiales n'ont pas été considérées dans les algorithmes de la commande tolérante aux courts-circuits partiels de phases.

### 3.6 Validation expérimentale

Les figures 3.45 et 3.46 montrent le banc expérimental pour mesurer les courants de la MCF pentaphasée et le couple instantané en modes sain et dégradé. La machine est alimentée à travers un onduleur de tension cinq-bras (paragraphe 3.2). Un contrôle de courants par un régulateur hystérésis cinq-phases (indépendantes) que nous avons fabriqué, est utilisé pour générer les signaux de

commande de l'onduleur pour que les courants de phases suivent leurs références. Le dSpace DS1104 couplé avec Matlab/Simulink supporte le calcul des courants de référence. La machine est couplée à une génératrice à courant continu à aimants permanents.

Le couple instantané est mesuré par un capteur d'effort à faible bande passante, placé à 10cm du centre de la machine (Figure 3.47). Un logiciel d'acquisition permet de visualiser la force  $F$  appliquée sur le capteur en temps réel et d'en déduire le couple instantané. Cependant, le capteur a une bande passante assez limitée ce qui limite la fréquence du couple à mesurer. Ainsi, un point de fonctionnement à faible vitesse ( $f_c=10\text{Hz}$ ) et faible amplitude de courant (3A) est choisi pour valider les simulations de ce chapitre.

Les résultats expérimentaux et de simulation EF 2D du couple instantané en mode sain et en défaut sont montrés sur la figure 3.48. Pour chaque cas de défaut, un zoom sur le couple instantané avant et après reconfiguration montre que la périodicité du couple simulé et mesuré est la même. La valeur moyenne du couple EF 2D est légèrement plus élevée que celle du couple mesuré. Ceci pourrait être expliqué par les effets bidimensionnels qui ne tiennent pas compte des fuites magnétiques qu'il peut y avoir en trois dimensions. Ceci a déjà été remarqué aussi dans le chapitre précédent, pour les f.e.m mesurées et calculées par EF 2D. Nous avons obtenu des f.e.m mesurées 10% plus faibles que les f.e.m calculées par EF 2D.

La figure 3.49 montre le courant dans une phase saine (phase A) et le courant total dans le neutre. Ceci dans le cas sain, en cas d'ouvertures de la phase C, des phases B et C et des phases C et E. L'amplitude et le déphasage des courants ont été bien estimés et les mesures sont conformes aux résultats de simulation. Après reconfiguration, nous pouvons remarquer qu'il y a une ondulation à la fréquence de rotation de la machine (environ  $f_e/N_r=0.5\text{Hz}$ ). En effet, la vitesse de la machine est très faible et les courants sont de faibles amplitudes. Ceci peut avoir des effets mécaniques sur la rotation et produire ainsi une ondulation de couple à faible fréquence. Les ondulations réelles du couple électromagnétique sont donc celles à fréquence plus élevée, et qui sont montrées sur le zoom à droite de la figure 3.48. Celles-ci sont bien estimées et réduites après reconfiguration.

Tous les résultats expérimentaux et de simulation sont regroupés dans le tableau 3.13. Nous pouvons déduire que le couple EF 2D correspond plutôt bien avec l'expérimental. Les résultats relatifs aux courants dans une des phases saines et dans le neutre de la machine donnent aussi de bons résultats.

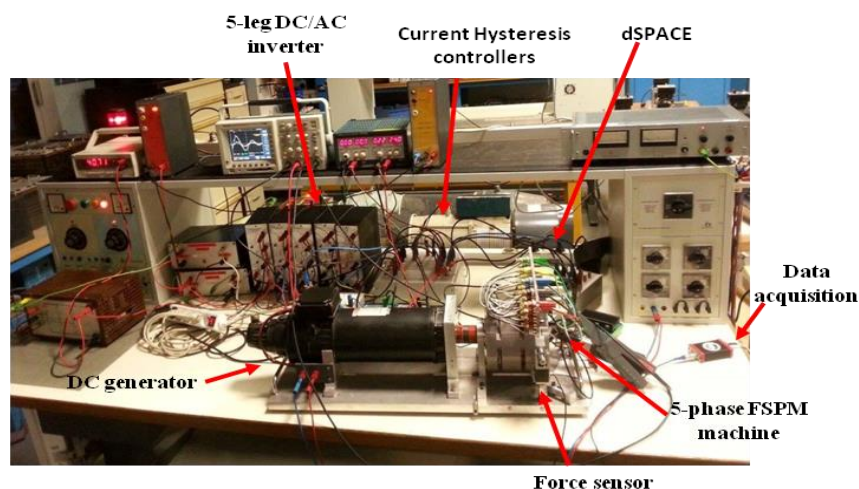


Figure 3.45. Banc expérimental

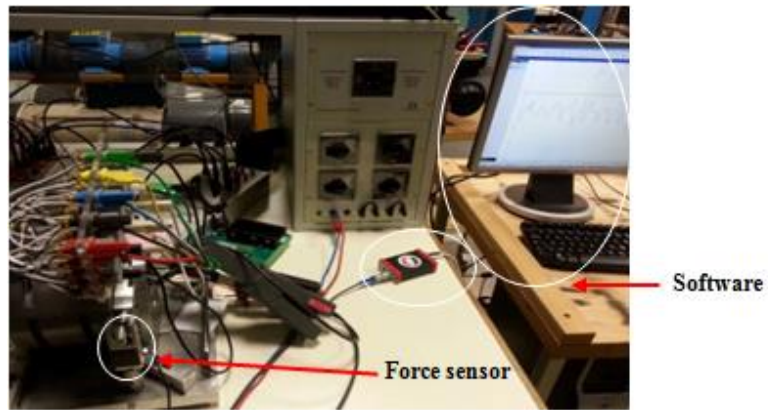


Figure 3.46. Zoom sur la machine, le capteur d'effort et le logiciel d'acquisition.

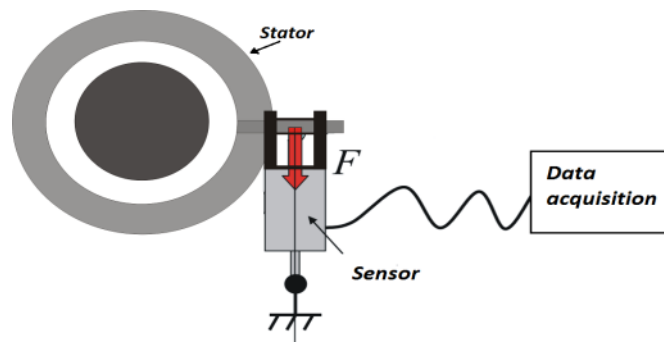
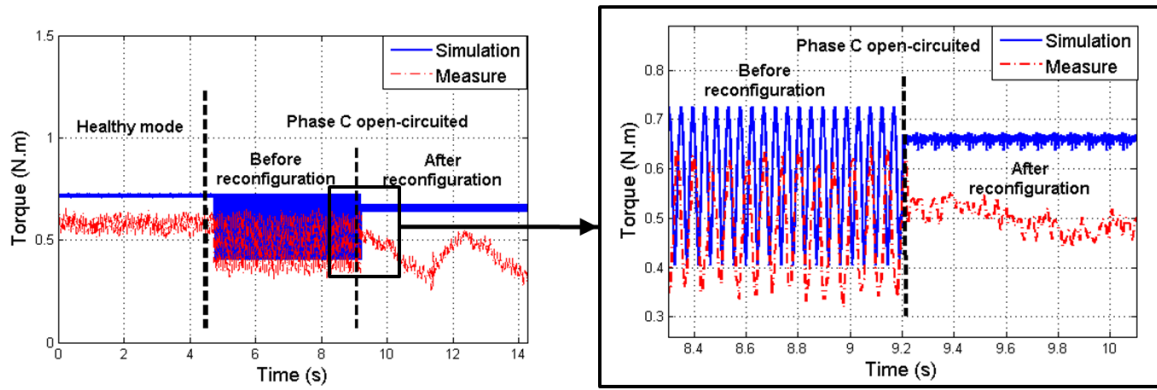


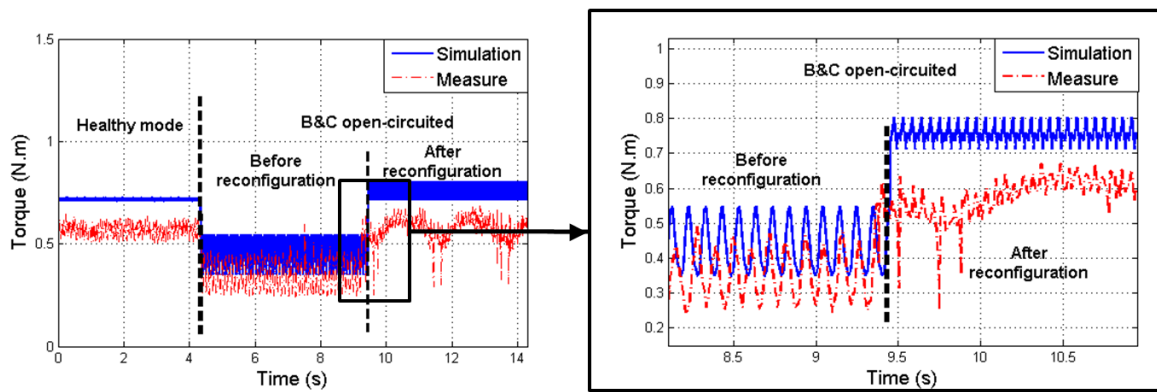
Figure 3.47. Principe du capteur d'effort.

Tableau 3.13. Comparaison des performances électromagnétiques expérimentales et de simulation  
 $I_{\max}=3A$

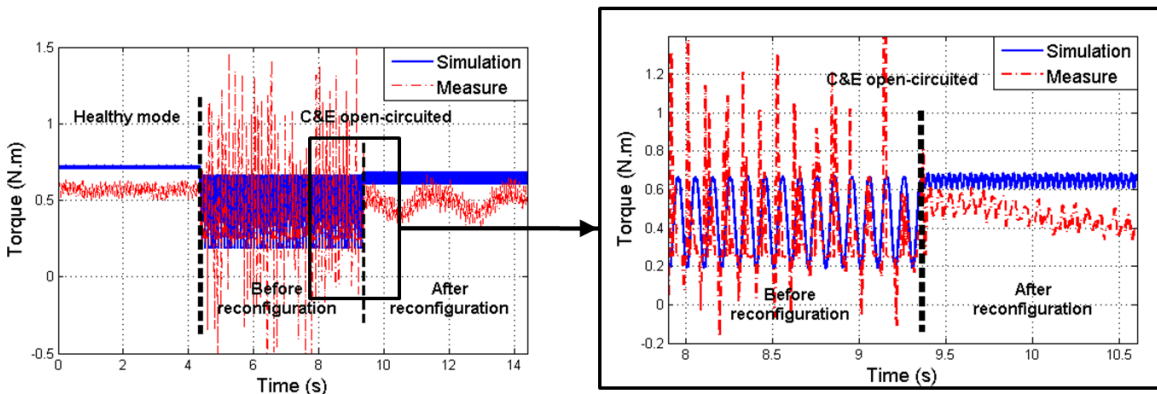
		Simulation			Experimental		
		Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre $I_{\max}$ (A)	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre $I_{\max}$ (A)
Mode sain		100	2.5	0	100	14	0
<i>C</i> ouverte	Avant correction	77	58	3	84	47	3
	Après correction	92	5	7.3	71	9	7.5
<i>B</i> et <i>C</i> ouvertes	Avant correction	63	44	4.9	60	57	4.9
	Après correction	104	12	12	100	12	12.2
<i>C</i> et <i>E</i> ouvertes	Avant correction	61	109	1.86	74	285	1.9
	Après correction	90	13	2.6	86	25	2.6



(a) Phase C ouverte

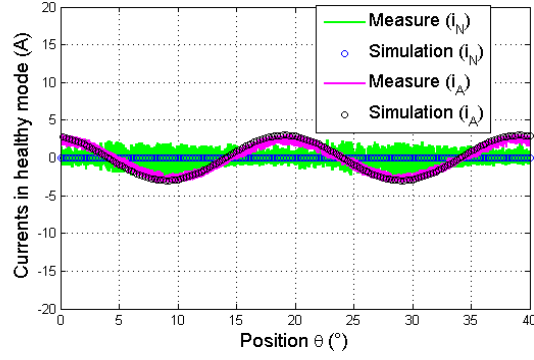


(b) Phases B et C ouvertes

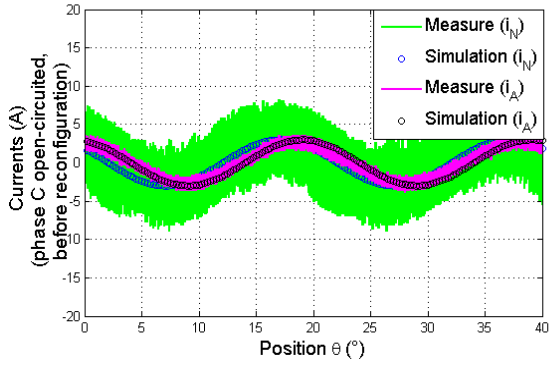


(c) Phases C et E ouvertes

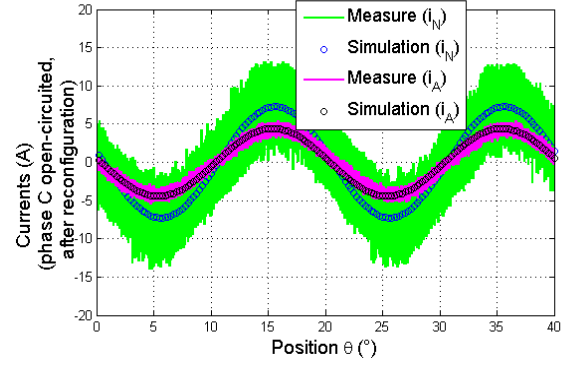
Figure 3.48. Couple instantané en mode sain, en défaut avant et après reconfiguration, (Point de fonctionnement 10Hz, 3A).



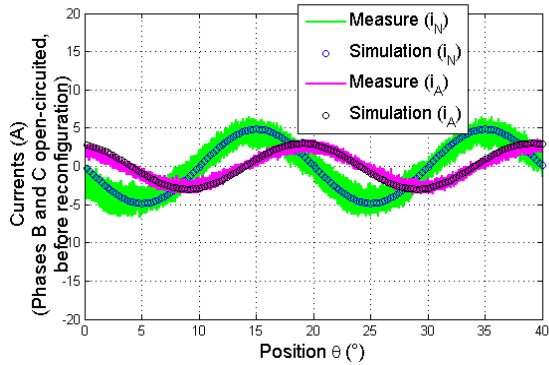
(a) Mode sain



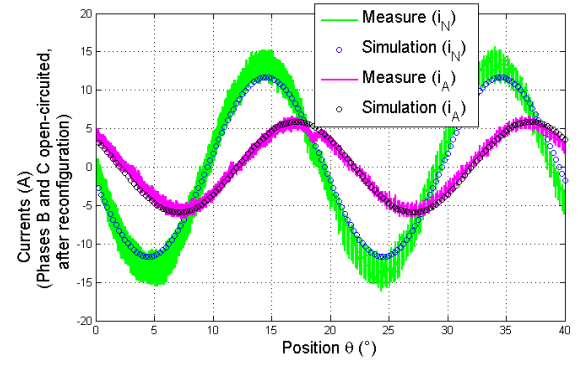
(b) Phase C ouverte, avant reconfiguration



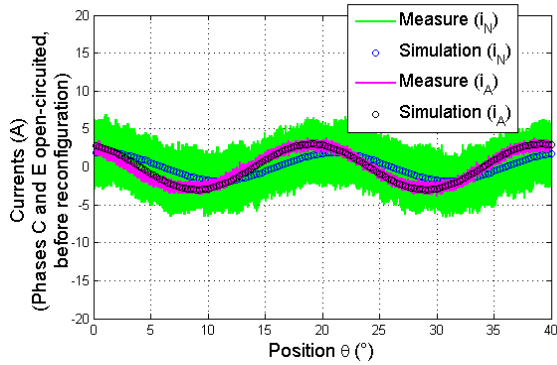
(c) Phase C ouverte, après reconfiguration



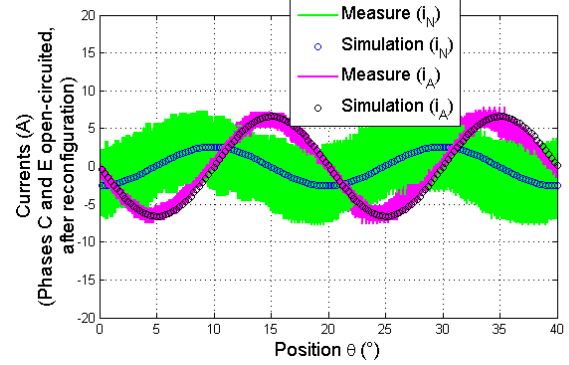
(d) Phases B et C ouvertes, avant reconfiguration



(e) Phases B et C ouvertes, après reconfiguration



(f) Phases C et E ouvertes, avant reconfiguration



(g) Phases C et E ouvertes, après reconfiguration

Figure 3.49. Courant dans la phase A et dans le neutre en mode sain, en défaut avant et après reconfiguration, (Point de fonctionnement 10Hz, 3A).



### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation, l'analyse et l'amélioration du fonctionnement d'une machine non-conventionnelle (une MCF pentaphasée) dans des cas de fonctionnement sain et dégradé ont été présentées. Dans la première partie, une description de l'onduleur, de la machine et de son comportement en cas d'ouvertures de phases a été élaborée. Après l'apparition d'un défaut d'ouvertures de phases, une stratégie de reconfiguration des références de courant a été proposée pour calculer les nouvelles variables modifiant les amplitudes et les déphasages des courants des phases saines. Nous avons, tout d'abord, détaillé une reconfiguration analytique annulant uniquement le courant dans le neutre et un calcul analytique annulant à la fois l'ondulation du couple et le courant du neutre. Ensuite, nous avons rajouté des contraintes sur le système et nous avons opté pour un algorithme génétique d'optimisation. L'utilisation de l'algorithme génétique permet de considérer deux objectifs contradictoires (minimisation des ondulations de couple et des pertes Joule) en respectant certaines contraintes et d'être capable de choisir alors à partir du front de Pareto la solution appropriée. De plus, contrairement aux méthodes utilisées en littérature dans le même contexte, l'algorithme génétique fait partie des algorithmes non-déterministes qui n'est pas basé sur le calcul du gradient et permet donc d'éviter les solutions minimales locales.

Par la suite, nous avons pu améliorer davantage le fonctionnement de la machine en mode dégradé surtout du point de vue du couple et ceci grâce à la précision rajoutée au modèle du couple dans l'algorithme d'optimisation. D'une part, le troisième harmonique du flux à vide a été pris en considération dans le modèle du couple hybride. D'autre part, le modèle du couple reluctant a été développé et inclus dans le modèle du couple total. En effet, nous avons conclu que modéliser le couple d'une machine à saillance, avec le couple hybride uniquement n'est plus valable en mode de défauts. Afin de calculer les courants optimaux, le couple hybride et reluctant doivent être pris en considération. Négliger les ondulations du couple reluctant peut donner de faux courants optimaux puisque ceux qui minimisent les ondulations du couple hybride ne minimisent forcément pas les ondulations du couple reluctant. Dans ce travail, il a aussi été remarqué qu'à fort courant et dans le cas d'ouvertures de phases *spatialement-adjacentes*, l'ondulation du couple hybride est deux fois et demie plus élevée que le cas de deux phases *temporellement-adjacentes* ouvertes. Dans ce cas, le troisième harmonique du courant a été injecté pour améliorer les résultats. Il a été ainsi démontré que, pour ce type de machines, l'ondulation minimale en défaut, dépend de l'adjacence ou pas des phases. Deux phases *temporellement-adjacentes* ouvertes entraînent la perte de deux couples *temporellement non-adjacents*, ce qui est moins sévère que le cas contraire, du point de vue de l'ondulation de couple.

La dernière section concerne quelques résultats expérimentaux. La tendance du couple instantané dans le cas sain, en défaut avant et après reconfiguration, correspondent bien avec les résultats de simulation EF 2D. Le courant du neutre et le courant dans une des phases saines sont aussi mesurés et comparés aux simulations.

Lors des caractérisations expérimentales, nous avons identifié quelques problèmes notamment avec la méthode de mesure du couple instantané. En effet, avant de nous doter d'un capteur d'effort pour le mesurer, nous avons essayé plusieurs méthodes qui étaient inefficaces pour estimer l'ondulation du couple en mode dégradé. Nous avons, tout d'abord, essayé de calculer le couple en multi-statiques : Le stator a été bloqué et un bras de levier équilibré a été fixé sur l'axe du rotor. A l'aide d'une masse se déplaçant sur le bras de levier, nous cherchons la position de décrochage. Nous alimentons avec des courants multi-statiques et pour chaque nouvelle position de décrochage, nous notons la distance entre la première et la nouvelle position de décrochage et nous déduisons le couple.

Cette méthode a été peu précise pour estimer les ondulations du couple. Nous avons alors procédé à une deuxième méthode et ceci en alimentant la MCF cinq-phases à travers un onduleur pentaphasé et en la couplant à une machine à courant continu (MCC) fonctionnant en génératrice débitant sur une charge résistive (cf. Figure 2.31 du chapitre 2). En supposant que nous avons un accouplement élastique parfait entre les deux machines, le couple produit par la MCC est supposé égal à celui de la machine pentaphasée. Le couple de la génératrice est déduit à partir de la mesure du courant traversant la charge. En valeur moyenne, le couple a été bien estimé. Par contre, nous n'avons pas obtenu de bons résultats concernant les ondulations car les variations du courant de la génératrice sont très faibles en mode de défauts ce qui rend les mesures peu fiables. La dernière solution était d'acheter un capteur d'effort qui nous a permis de bien mesurer l'effort et d'en déduire le couple.

Lors de ces essais expérimentaux, nous avons aussi fabriqué un correcteur à hystérésis cinq-phases qui nous a permis d'avoir la même largeur d'hystérésis pour toutes les phases tout en les asservissant indépendamment.





## **Chapitre 4 Etude de la tolérance aux courts-circuits de phases des machines cinq-phases à commutation de flux**

---

### **Introduction**

Parmi tous les défauts connus dans les machines électriques, le court-circuit est l'un des plus sévères [25]. Nous distinguons différents types de courts-circuits : Le court-circuit partiel, le court-circuit total phase-neutre et le court-circuit entre phases (Figure 4.1). La combinaison entre ces différents défauts est aussi possible. Le court-circuit partiel est un court-circuit entre spires d'une même phase (Figure 4.1 (a)). Le court-circuit entre spires entraîne un fort échauffement local qui pourrait endommager les isolants de la bobine en court-circuit. Le court-circuit pourrait ainsi se propager dans toute la phase. Dans ce cas, le pourcentage de spires court-circuitées  $X$  serait égal à 100% et nous serons alors dans le cas d'un court-circuit total phase-neutre (Figure 4.1 (b)). Le court-circuit total pourrait être aussi causé par une mise en contact des deux sorties de la même phase. Le court-circuit entre phases (Figure 4.1 (c)) est une mise en contact des bobines d'une phase quelconque avec les bobines d'une ou de plusieurs phases adjacentes. Ce type de défaut pourrait apparaître dans les machines à double couche où deux bobines de phases différentes sont logées dans la même encoche statorique.

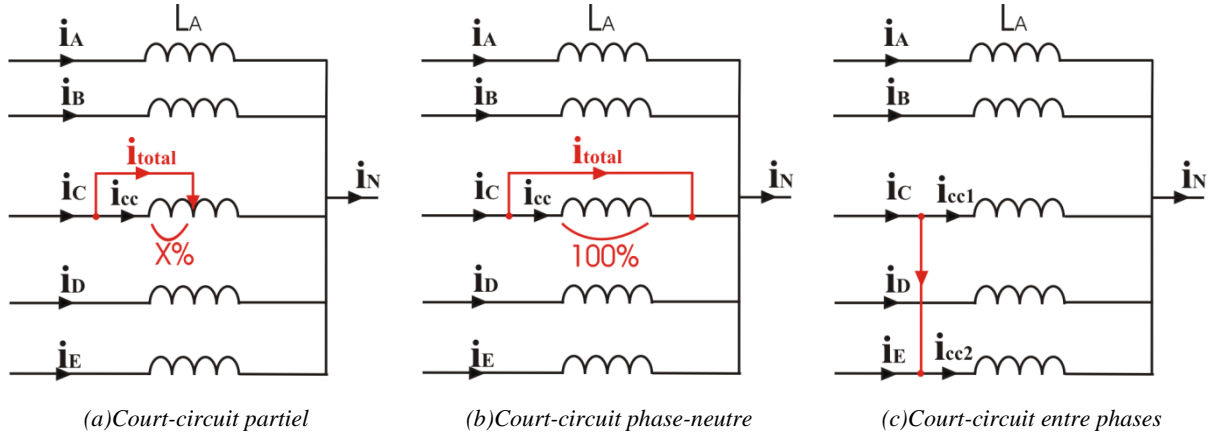


Figure 4.1. Différents types de court-circuit

Le cas le plus grave parmi les différents types de court-circuit est le cas d'une phase totale (Figure 4.1 (b)). En effet, le courant de court-circuit est un courant similaire au courant dans l'axe  $d$  (le courant dans l'axe  $q$  est nul en présence d'un court-circuit) qui est un courant de défluxage. En injectant un courant négatif dans l'axe  $d$ , nous réduisons le flux sur ce même axe et nous pourrions atteindre des vitesses supérieures à la vitesse de base. Par conséquent, le courant de court-circuit pourrait causer une désaimantation locale irréversible qui diminuerait l'induction produite par les aimants [25].

De plus, le courant de court-circuit produit un couple résistant due à sa réaction avec la force électromotrice. Ce couple sera de signe opposé au couple électromagnétique produit par les phases saines car le courant de court-circuit et la force électromotrice sont en opposition de phases. Ainsi, par rapport au cas d'ouvertures de phases, pour maintenir le couple demandé, il faut augmenter les courants dans les phases saines pour compenser à la fois ce couple résistant et la diminution du couple moyen due à la présence de court-circuit. Ceci va engendrer une augmentation des pertes Joule ainsi que la température de la machine. C'est pour cette raison que les pertes Joule doivent être prises en compte dans le calcul des courants optimaux améliorant le fonctionnement du mode dégradé. L'augmentation de la température va influencer l'isolation des bobines et par conséquent peut augmenter encore le risque d'apparition de nouveaux courts-circuits. Sachant que pour le cas des machines à commutation de flux, les aimants permanents sont protégés par les deux sections de dents statoriques, en cas de défluxage ou de court-circuit, le risque de la désaimantation irréversible de la machine à commutation de flux est donc faible [25]. De plus, nous allons montrer dans ce chapitre que le risque de détérioration dû aux courants de courts-circuits est minimal pour le cas des machines à inductances propres élevées et mutuelles faibles. Tout ceci montre que de part sa conception, cette machine est tolérante aux pannes.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude de l'effet des courts-circuits de type phase-neutre sur le comportement d'une MCF cinq-phases. Pour ce type de défaut, nous allons distinguer le cas d'une seule phase en court-circuit, de deux phases adjacentes et non-adjacentes chacune en court-circuit total puis de trois phases adjacentes et non-adjacentes. Comme nous l'avons signalé dans le premier chapitre, beaucoup de travaux ont traité les modèles en présence de défauts inter-spores et de courts-circuits complets (totaux). Nous proposons ici des modèles analytiques permettant la prédiction du comportement de la MCF pentaphasée en cas de courts-circuits complets de phases tout en tenant compte de l'aspect saillant de ce type de machines. En effet, nous allons calculer analytiquement les courants de courts-circuits tout en considérant les variations des inductances propres et mutuelles.

Ceci nous permettra de bien estimer les courants de courts-circuits qui seront conformes aux courants de courts-circuits mesurés. Nous allons, également, étudier la reconfiguration décrite dans le chapitre précédent pour ce type de défaut dans le but d'augmenter la tolérance aux pannes de la machine. Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre précédent, le modèle du couple utilisé pour le calcul des courants optimaux prendra aussi en compte l'aspect saillant de la machine. Tous les résultats avant et après correction, seront validés expérimentalement.

## 4.1 Modélisation et comportement de la machine en cas de courts-circuits

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine en présence de défauts sont nécessaires pour étudier le comportement des différentes variables de la machine, et pour en déduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. Ces signatures qui peuvent être des prédictions de la valeur du courant de court-circuit, du courant dans le neutre, de l'allure du couple ou de leurs décompositions spectrales permettent d'identifier des grandeurs mesurables et pouvant être exploitées par des techniques de diagnostic.

Dans cette partie, nous procédons à une modélisation analytique par la méthode des circuits électriques afin de calculer le courant de court-circuit et d'identifier les grandeurs décrivant le comportement en défaut. Celle-ci, comme nous l'avons décrit dans le chapitre précédent, fait intervenir différents paramètres de la machine comme les résistances, les inductances, les flux à vide, etc. Cette méthode nous permet d'avoir une bonne représentativité des phénomènes physiques par un circuit électrique à partir d'une identification précise des paramètres du modèle [110].

Quand une phase entière de la machine est court-circuitée, nous supposons, dans ce travail, que le défaut est détecté. Avant de procéder à la modélisation analytique du défaut, deux configurations sont possibles pour la connexion de la machine et son convertisseur. Elles sont décrites ci-après.

### 4.1.1 Première configuration de fonctionnement

Dans le cas d'apparition d'un court-circuit phase-neutre sur l'une des phases de la machine (Phase *C* par exemple). Nous distinguons, dans ce cas, trois courants (Figure 4.3). Le courant  $i_C$  dans la phase en défaut, appelé aussi courant de ligne. Le courant circulant dans l'enroulement défectueux  $i_{cc}$  et le courant dans le court-circuit appelé  $i_{total}$ .

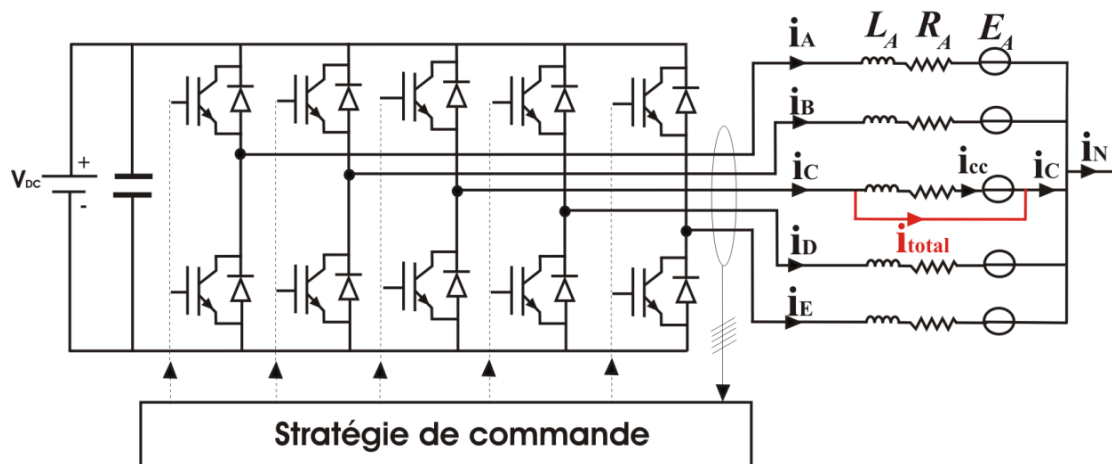


Figure 4.2. Onduleur et machine pentaphasés, première configuration en cas de court-circuit de la phase C.

Dans le cas de court-circuit de la phase C, nous traçons sur la figure 4.3 les courants de la machine après calcul du courant  $i_{cc}$ . Ce calcul sera détaillé dans le paragraphe 4.1.3.1.

Sachant que la machine fonctionne comme un moteur, le couple produit par chaque phase est donc considéré positif en fonctionnement normal. Par contre, en cas de court-circuit,  $i_{cc}$  est quasiment opposé au courant  $i_C$  qu'on avait en mode sain. Ainsi le couple produit uniquement par  $i_{cc}$  devient négatif et s'écrit comme dans l'Eq. 4.1 et est donné par la figure 4.4. Le premier terme étant relatif au couple hybride. Le deuxième terme est relatif au couple relucant. Le couple hybride est responsable du signe négatif du couple. Le couple relucant est négligeable dans ce cas.

$$C_{cc}(t) = \frac{i_{cc}(t)e_C(t)}{\Omega} + \frac{1}{2} \frac{dL_C}{d\theta} i_{cc}^2 \quad \text{Eq. 4.1}$$

$e_C$ ,  $L_C$ ,  $\Omega$  et  $\theta$  sont respectivement la f.e.m de la phase C, l'inductance propre de la phase C, la vitesse angulaire et la position mécanique.

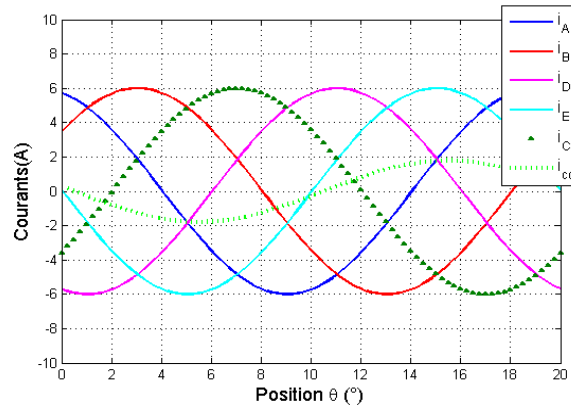


Figure 4.3. Allure des courants dans le cas de court-circuit de la phase C, (Point de fonctionnement 6A).

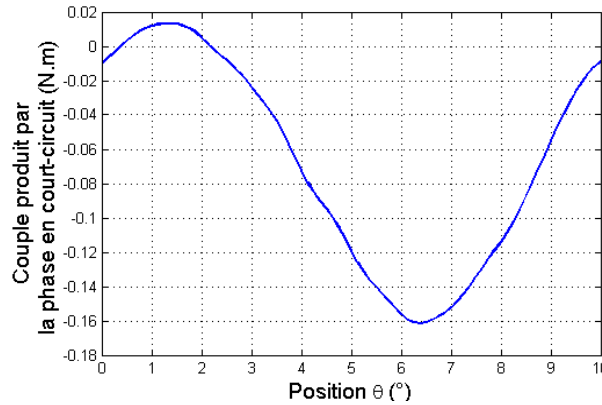


Figure 4.4. Allure du couple produit par la phase court-circuitée, (Point de fonctionnement 6A).

Le couple total dans ce cas de configuration est celui produit par les courants des phases saines et par le courant dans le bobinage défectueux  $i_{cc}$ . Le couple hybride étant donné par l'Eq. 4.2 et le couple relucant par l'Eq. 4.3.

Les pertes Joule et le courant dans le neutre de la machine s'écrivent, dans ce cas, comme dans l'Eq. 4.4 et Eq. 4.5. Le courant de ligne  $i_C$  apparaît dans l'expression du courant total dans le neutre.

$$T_{hybrid} = \sum_{\substack{k=A \\ k \neq C}}^E \frac{d\phi_{0k}}{d\theta} \cdot i_k + \frac{d\phi_{0C}}{d\theta} i_{cc} \quad Eq. 4.2$$

$$T_{reluctance} = \frac{1}{2} \cdot \left( \sum_{\substack{k=A \\ k \neq C}}^E \frac{dL_k}{d\theta} \cdot i_k^2 + \frac{dL_C}{d\theta} \cdot i_{cc}^2 \right) + \sum_{k,j=A,k \neq j \neq C}^E i_k \cdot i_j \cdot \frac{dM_{kj}}{d\theta} + \sum_{k=A,k \neq C}^E i_k \cdot i_{cc} \cdot \frac{dM_{kC}}{d\theta} \quad Eq. 4.3$$

$$P_J = R(i_{A_{eff}}^2 + i_{B_{eff}}^2 + i_{cc}^2 + i_{D_{eff}}^2 + i_{E_{eff}}^2) \quad Eq. 4.4$$

$$i_N = i_A + i_B + i_C + i_D + i_E \quad Eq. 4.5$$

Afin de compenser l'influence du courant de court-circuit, nous avons deux composantes à compenser. La première partie consiste à compenser la chute du couple utile due à la perte de la phase C, tandis que la deuxième partie consiste à compenser le couple résistant instantané dû au courant de court-circuit (Figure 4.4). Ce couple résistant dont la valeur moyenne est négative et la variation est sinusoïdale va participer à l'augmentation de l'ondulation du couple total [25].

#### 4.1.2 Seconde configuration de fonctionnement

Cette configuration est la suivante : Quand une phase entière de la machine est court-circuitée (la phase C par exemple), le bras d'onduleur correspondant est déconnecté (Figure 4.5), et ce dans le but d'isoler électriquement le défaut. Dans ce cas, le courant de la phase  $i_C$  est nul et le courant circulant dans l'enroulement défectueux, appelé,  $i_{cc}$  est égal en valeur absolue au courant total  $i_{total}$ .

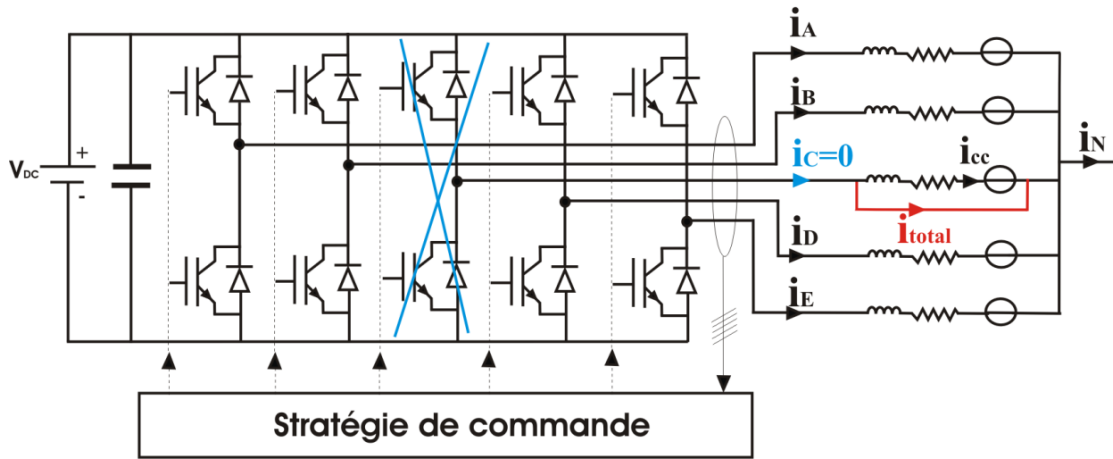


Figure 4.5. Onduleur et machine pentaphasés, deuxième configuration en cas de court-circuit de la phase C.

Certains auteurs [21] évoquent plusieurs moyens pour isoler un bras d'onduleur. Des fusibles en série avec les transistors de l'onduleur sont une solution envisageable mais présentent plusieurs inconvénients surtout quand il s'agit d'applications critiques nécessitant un isolement électrique parfaitement maîtrisé. Il semble préférable d'utiliser des semi-conducteurs pour réaliser cette fonction d'isolement. En effet, ces interrupteurs permettent une déconnexion quasi-immédiate d'une cellule du bras de l'onduleur. Ils permettent aussi une reconfiguration suffisamment rapide pour minimiser le transitoire de couple.

Dans [104], l'auteur propose plusieurs possibilités de confinement du défaut de court-circuit de l'un des transistors de l'onduleur. La solution la plus simple consiste à disposer l'interrupteur en sortie de l'onduleur en série avec les phases de la machine (Figure 4.6 (a)). Les interrupteurs d'isolement bidirectionnels en courant peuvent aussi être disposés en série avec les transistors de l'onduleur (Figure 4.6 (b)). Pour une isolation totale du bras de l'ensemble des potentiels environnants (masse, points chaud et froid du bus continu, phases de la machine), la figure 4.6 (c) est la plus adaptée, soit trois interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant. Néanmoins, cette solution est coûteuse et pénalise fortement les pertes et la compacité du convertisseur. Cette solution semble donc contraignante pour la plupart des applications industrielles.

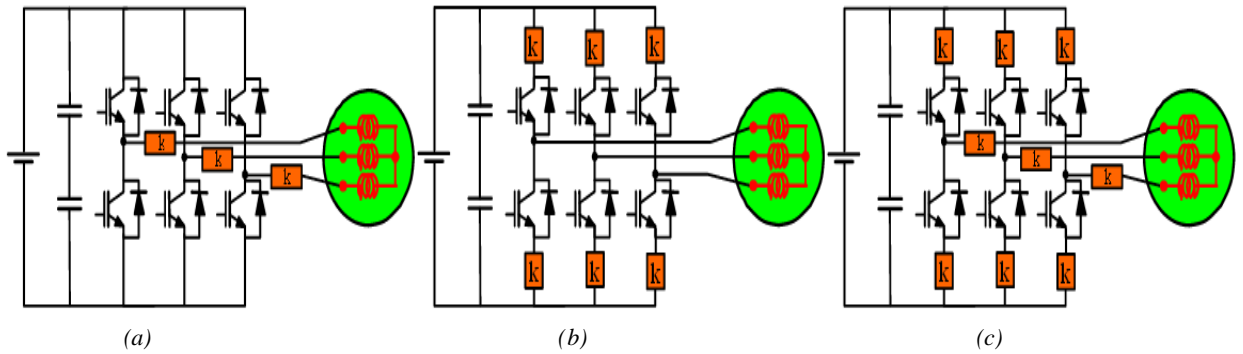


Figure 4.6. Schéma d'un actionneur triphasé muni d'un onduleur avec la possibilité du confinement du défaut de court-circuit de l'un de ces transistors : (a) : Un dispositif d'isolement par bras, (b) : Deux dispositifs d'isolement par bras (c) : Trois dispositifs d'isolement par bras [104].

Dans ce travail, le défaut n'est pas au niveau des interrupteurs de l'onduleur mais plutôt au niveau des bobinages de la machine (phase C par exemple). Cependant, les méthodes proposées restent valables. En simulation EF 2D, cela se traduit par l'annulation du courant de ligne  $i_C$ .

Le courant participant à la production du couple s'écrit de la même manière que pour la première configuration. Néanmoins, il ne s'additionne pas aux autres courants pour former le courant du neutre car le circuit est ouvert ( $i_C=0$ ). Les pertes Joule s'écrivent comme dans la première configuration (Eq. 4.4) et le courant dans le neutre, dans ce cas, est donné par l'Eq.4.6.

$$i_N = i_A + i_B + i_D + i_E \quad \text{Eq.4.6}$$

Dans les paragraphes suivants, nous allons opter pour la seconde configuration et calculer le courant de court-circuit  $i_{total}$  qui est en valeur absolue égal au courant circulant dans la bobine  $i_{cc}$ . On utilisera par la suite une unique appellation  $i_{cc}$  pour le courant circulant dans la bobine et dans le court-circuit.

Dans la partie suivante, nous désirons estimer analytiquement la valeur de ce courant de court-circuit  $i_{cc}$  dans le cas de la deuxième configuration. Ce courant servira à calculer les performances EF 2D en défaut. Puis, il va être utilisé dans l'algorithme génétique (AG) détaillé dans le chapitre précédent, et ceci afin de calculer les courants optimaux contribuant à l'amélioration du fonctionnement en défaut.

La méthodologie suivie dans ce chapitre est résumée sur la figure 4.7.

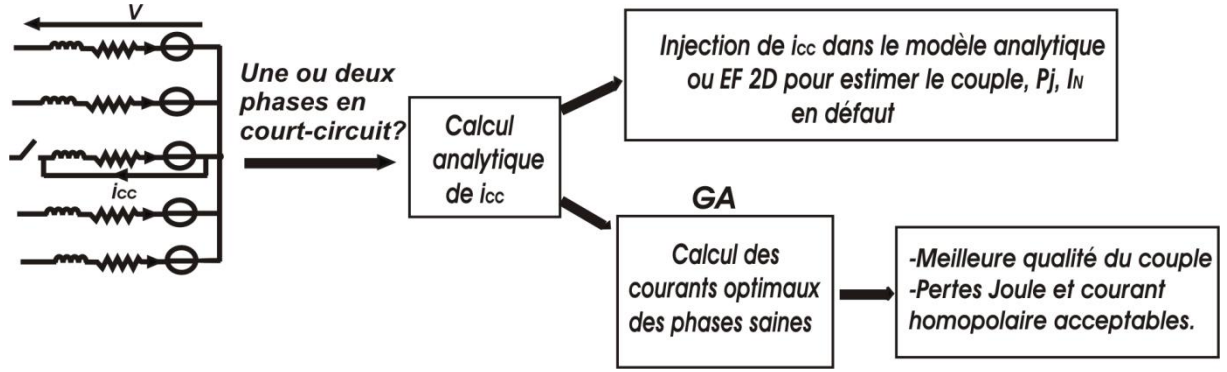


Figure 4.7. Schéma suivi pour l'étude du comportement de la machine en cas de court-circuit de phases.

### 4.1.3 Court-circuit d'une phase entière

#### 4.1.3.1 Calcul analytique du courant de court-circuit

Nous procédons ici à une modélisation analytique des circuits électriques de la machine. Ceci dans le but de calculer les courants de courts-circuits et d'analyser le comportement de la machine en défaut.

Quand la phase  $C$  est court-circuitée, la tension aux bornes de cette phase s'écrit suivant l'Eq.3.5 (loi de Lenz). En considérant une commande en courant et des courants sinusoïdaux décalés de  $2\pi/5$  dans les phases saines de la machine (Eq. 4.8), la tension peut-être ramenée à celle de l'Eq. 4.9. Comme les inductances propres et mutuelles varient en fonction du temps et que leurs dérivées sont non négligeables quand elles sont multipliées par les courants, elles doivent alors être considérées dans l'expression de la tension pour que le modèle soit plus précis.

$$V_C = 0 = R_C i_{cc} + L_C \frac{di_{cc}}{dt} + \frac{dL_C}{dt} i_{cc} + \left( M_{CA} \frac{di_A}{dt} + M_{CE} \frac{di_E}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{CA}}{dt} i_A + \frac{dM_{CE}}{dt} i_E \right) + \left( M_{CB} \frac{di_B}{dt} + M_{CD} \frac{di_D}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{CB}}{dt} i_B + \frac{dM_{CD}}{dt} i_D \right) + \frac{d\phi_{C0}}{dt} \quad \text{Eq.4.7}$$

$$\begin{cases} i_A = I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\ i_B = I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 2\frac{\pi}{5}\right) \\ i_{cc} = I_{cccmax} \cos(wt - \varphi_{ccc}) \\ i_D = I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) \\ i_E = I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right) \end{cases} \quad \text{Eq. 4.8}$$

$$\begin{aligned} 0 = & R_C I_{cccmax} \cos(wt - \varphi_{ccc}) - L_C w I_{cccmax} \sin(wt - \varphi_{ccc}) + \frac{dL_C}{dt} I_{cccmax} \cos(wt - \varphi_{ccc}) \\ & - M_{CA} w I_{max} \sin(wt + \Psi_0) - M_{CE} w I_{max} \sin\left(wt - \frac{8\pi}{5} + \Psi_0\right) + \frac{dM_{CA}}{dt} I_{max} \cos(wt + \Psi_0) \\ & + \frac{dM_{CE}}{dt} I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 8\frac{\pi}{5}\right) - M_{CB} w I_{max} \sin\left(wt - \frac{2\pi}{5} + \Psi_0\right) - M_{CD} w I_{max} \sin\left(wt - \frac{6\pi}{5} + \Psi_0\right) \\ & + \frac{dM_{CB}}{dt} I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 2\frac{\pi}{5}\right) + \frac{dM_{CD}}{dt} I_{max} \cos\left(wt + \Psi_0 - 6\frac{\pi}{5}\right) + \frac{d\phi_{C0}}{dt} \end{aligned} \quad \text{Eq. 4.9}$$



$R_C$ ,  $w$ ,  $I_{cc\max}$ ,  $\varphi_{cc}$  sont respectivement la résistance de la phase C, la pulsation électrique, l'amplitude et la phase du courant de court-circuit. L'expression analytique des inductances propres et mutuelles et de leurs dérivées a déjà été déterminée dans le chapitre précédent où elles étaient utilisées pour le calcul analytique du couple relucant. Nous traçons sur la figure 4.8, l'allure des dérivées des inductances propres de la MCF-pentaphasée.

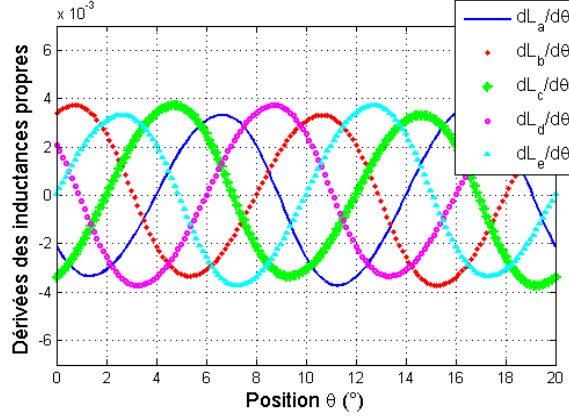


Figure 4.8. Allure des dérivées des inductances propres en fonction de la position du rotor.

L'Eq. 4.9 est valable quelque soit le temps  $t$ . Pour trouver l'amplitude et le déphasage du courant de court-circuit qui sont tous les deux indépendants du temps, nous pouvons reprendre l'Eq. 4.9 à l'instant  $t=0$  pour retrouver l'Eq.4.10. Les harmoniques du flux à vide jusqu'au troisième harmonique sont aussi considérés. Dans ce cas, l'amplitude du courant de court-circuit s'exprime comme dans l'Eq.4.11.

$$\begin{aligned}
 0 = & R_C I_{cc\max} \cos(\varphi_{cc}) + L_C w I_{cc\max} \sin(\varphi_{cc}) + \left( \frac{dL_C}{dt}(t=0) \right) I_{cc\max} \cos(\varphi_{cc}) \\
 & - M_{CA} w I_{\max} \sin(\Psi_0) - M_{CE} w I_{\max} \sin\left(-\frac{8\pi}{5} + \Psi_0\right) + \left( \frac{dM_{CA}}{dt}(t=0) \right) I_{\max} \cos(\Psi_0) \\
 & + \left( \frac{dM_{CE}}{dt}(t=0) \right) I_{\max} \cos\left(\Psi_0 - \frac{8\pi}{5}\right) - M_{CB} w I_{\max} \sin\left(-\frac{2\pi}{5} + \Psi_0\right) \\
 & - M_{CD} w I_{\max} \sin\left(-\frac{6\pi}{5} + \Psi_0\right) + \left( \frac{dM_{CB}}{dt}(t=0) \right) I_{\max} \cos\left(\Psi_0 - \frac{2\pi}{5}\right) \\
 & + \left( \frac{dM_{CD}}{dt}(t=0) \right) I_{\max} \cos\left(\Psi_0 - \frac{6\pi}{5}\right) + \left( \frac{d\phi_{C0}}{dt}(t=0) \right)
 \end{aligned} \tag{Eq.4.10}$$

$$I_{cc\max} = \frac{Nr\Omega I_{\max}}{\left( R_C + Nr\Omega \left( \frac{dL_C}{d\theta_e}(\theta_e=0) \right) \right) \cos(\varphi_{cc}) + L_C Nr\Omega \sin(\varphi_{cc})} \left[ \begin{aligned} & M_{CA} \sin(\Psi_0) + M_{CE} \sin\left(-\frac{8\pi}{5} + \Psi_0\right) \\ & + M_{CB} \sin\left(-\frac{2\pi}{5} + \Psi_0\right) + M_{CD} \sin\left(-\frac{6\pi}{5} + \Psi_0\right) \\ & - \left( \frac{dM_{CA}}{d\theta_e}(\theta_e=0) \right) \cos(\Psi_0) \\ & - \left( \frac{dM_{CE}}{d\theta_e}(\theta_e=0) \right) \cos\left(\Psi_0 - \frac{8\pi}{5}\right) \\ & - \left( \frac{dM_{CB}}{d\theta_e}(\theta_e=0) \right) \cos\left(\Psi_0 - \frac{2\pi}{5}\right) \\ & - \left( \frac{dM_{CD}}{d\theta_e}(\theta_e=0) \right) \cos\left(\Psi_0 - \frac{6\pi}{5}\right) \\ & - \sum_{k=1}^3 \frac{\Phi_{C0k\max}}{I_{\max}} \cos\left(-k \frac{4\pi}{5}\right) \end{aligned} \right] \tag{Eq.4.11}$$

A partir de l'Eq.4.10, l'amplitude et le déphasage du courant de court-circuit ( $I_{ccCmax}$  et  $\varphi_{ccC}$ ) peuvent être calculés pour une vitesse fixée de la machine. Ceci se fait par une résolution analytique effectuée sur un logiciel de calcul comme Matlab par exemple. Une fois ce courant calculé, il servira dans le modèle EF 2D de la machine pour analyser les performances électromagnétiques en présence de ce type de défaut.

Dans ce travail, nous décidons de calculer les courants de courts-circuits pour de faibles vitesses de la machine afin de pouvoir valider tous les résultats expérimentalement puisque le capteur d'effort que nous possédons au laboratoire est à faible bande passante. L'analyse pourrait être généralisée pour des vitesses élevées. Dans le cas d'ouverture de la phase C, le courant de court-circuit calculé analytiquement à partir de l'Eq.4.11 pour un point de fonctionnement (14.5Hz, 6A), est présenté sur la Figure 4.9. Nous avons également mesuré ce courant sur le prototype de la MCF pentaphasée et nous pouvons déduire que ce courant a bien été estimé et est sinusoïdal, comme prédit.

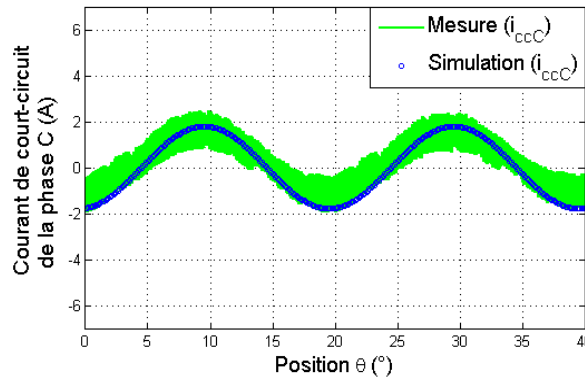


Figure 4.9. Courant de court-circuit de la phase C, (Point de fonctionnement 6 A, 14.5 Hz).

#### 4.1.3.2 Courant de court-circuit en fonction de la vitesse de rotation de la machine

A partir de l'Eq.4.11, nous pouvons déduire que l'amplitude du courant de court-circuit total dans une phase, dépend de plusieurs grandeurs. Ce courant est proportionnel à l'amplitude du courant de référence des phases saines ( $I_{max}$ ) et aux inductances mutuelles entre la phase défectueuse et les autres phases. Il est inversement proportionnel à la résistance et aux inductances propres.

Pour ce type de machines, les inductances mutuelles et le rapport de l'amplitude des flux à vide sur l'amplitude du courant de référence des phases saines sont de faibles valeurs et quasiment négligeables devant l'unité. Leurs ordres de grandeurs ont été donnés dans le chapitre 2. L'inductance propre dans le dénominateur de l'Eq.4.11 est aussi beaucoup plus élevée que les mutuelles. Tout ceci induit un courant de court-circuit de faible valeur, inférieur à l'amplitude du courant de référence du cas sain ( $I_{max}=6A$ ). A vitesse élevée, la résistance pourrait être négligée, l'amplitude du courant de court-circuit deviendrait constante et dépendrait uniquement du courant maximal des phases saines, de l'angle de d'autopilotage ou défluxage ( $\psi_0$ ), des inductances mutuelles, de l'inductance propre et de l'amplitude du flux à vide (Eq.4.12).

$$I_{cc\max} = \frac{I_{\max}}{\left( \left( \frac{dL_c}{d\theta_e}(\theta_e = 0) \right) \cos(\varphi_{cc}) + L_c \sin(\varphi_{cc}) \right)} \begin{bmatrix} M_{CA} \sin(\Psi_0) + M_{CE} \sin\left(-\frac{8\pi}{5} + \Psi_0\right) \\ + M_{CB} \sin\left(-\frac{2\pi}{5} + \Psi_0\right) + M_{CD} \sin\left(-\frac{6\pi}{5} + \Psi_0\right) \\ - \left( \frac{dM_{CA}}{d\theta_e}(\theta_e = 0) \right) \cos(\Psi_0) \\ - \left( \frac{dM_{CE}}{d\theta_e}(\theta_e = 0) \right) \cos\left(\Psi_0 - \frac{8\pi}{5}\right) \\ - \left( \frac{dM_{CB}}{d\theta_e}(\theta_e = 0) \right) \cos\left(\Psi_0 - \frac{2\pi}{5}\right) \\ - \left( \frac{dM_{CD}}{d\theta_e}(\theta_e = 0) \right) \cos\left(\Psi_0 - \frac{6\pi}{5}\right) \\ - \sum_{k=1}^3 \frac{\Phi_{\text{Cokmax}}}{I_{\max}} \cos\left(-k \frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Eq.4.12}$$

Nous traçons sur la figure 4.10, l'amplitude du courant de court-circuit pour différentes vitesses de rotation de la machine obtenue à partir de l'Eq.4.10. Nous pouvons bien vérifier que celui-ci est inférieur à l'amplitude du courant dans le cas sain. Il est aussi largement inférieur au courant thermique de la machine. Ce qui implique que, pour cette MCF pentaphasée, même si nous alimentons notre machine avec un courant égal en amplitude au courant thermique, nous sommes certains qu'en cas d'apparition d'un court-circuit et quelque soit la vitesse de rotation de la machine, le courant de court-circuit ne dépasserait pas le courant thermique.

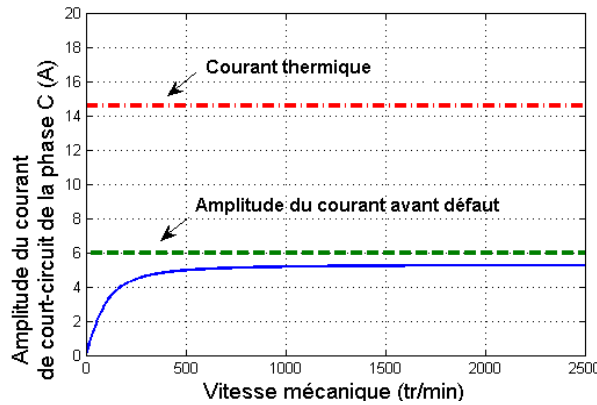


Figure 4.10. Amplitude du courant de court-circuit en fonction de la vitesse mécanique, (Point de fonctionnement  $I_{\max}=6A$ ).

D'après cette analyse, nous pouvons déduire qu'une augmentation des inductances propres et une diminution des mutuelles de la machine permettront de limiter le courant de court-circuit et donc le couple résistant produit par celui-ci. Néanmoins, il faut savoir que l'augmentation de l'inductance propre va diminuer le facteur de puissance. Donc, tout ceci doit être pris en compte dès la phase de la conception de la machine en fonction du cahier des charges.

#### 4.1.3.3 Courant de court-circuit en fonction de l'angle de défluxage

Dans les études précédentes, les calculs ont été effectués sous l'hypothèse que l'angle d'autopilote  $\psi_0$ , appelé aussi, angle de défluxage est nul et minimisant les pertes Joule dans la machine, ceci signifie que le courant dans l'axe  $d$  est nul. Sachant qu'avec le défluxage, nous pouvons diminuer le

flux des aimants permanents, le courant de court-circuit pourrait donc être minimisé par une bonne gestion de cet angle.

Sur la figure ci-dessous, nous avons tracé le courant de court-circuit de la phase  $C$  en fonction de la vitesse mécanique et de l'angle de défluxage. D'après cette figure, nous pouvons remarquer que lorsque l'angle de défluxage est quasiment égal à  $90^\circ$  (il est égal à  $83^\circ$ ), l'amplitude du courant de court-circuit est minimale. Avec cet angle, nous défluxons le plus la machine et le flux dû aux aimants permanents est le plus faible.

De l'Eq.4.12, nous pouvons remarquer que l'influence de l'angle de défluxage sur les courants de courts-circuits est liée directement à la somme des inductances mutuelles. Si les inductances mutuelles étaient nulles, même si nous défluxons la machine, il n'y aura pas de flux dû au courant  $I_d$  traversant les aimants dans les phases en court-circuit. Par conséquent, les flux dus aux aimants permanents ne peuvent pas être diminués [25].

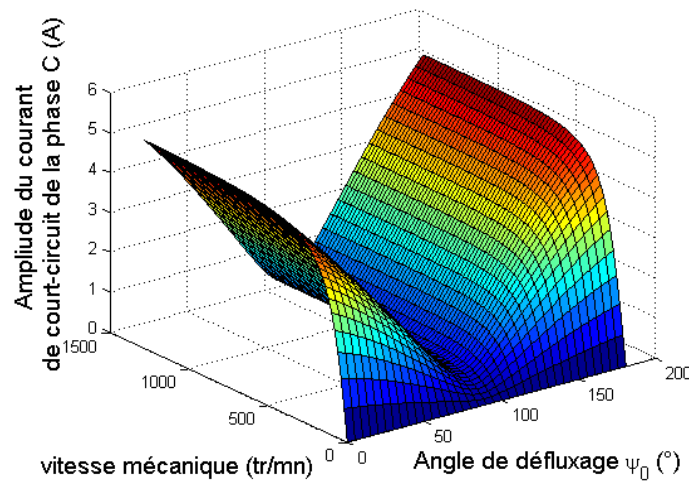


Figure 4.11. Amplitude du courant de court-circuit en fonction de l'angle de défluxage et de la vitesse mécanique, (Point de fonctionnement  $I_{max}=6A$ ).

Dans notre cas d'étude, l'angle d'autopilotage du mode sain est choisi de façon à minimiser les pertes Joule. Après l'apparition d'un défaut, celui-ci est optimisé en vue d'atteindre certains objectifs et en respectant certaines contraintes liées au couple, pertes Joule et courant homopolaire. La minimisation du courant de court-circuit aurait pu faire partie des objectifs à atteindre mais vu que cette machine a l'avantage d'avoir un courant de court-circuit faible, ceci ne sera pas nécessaire.

Nous présentons sur la figure 4.12, la distribution des lignes de flux à une position mécanique  $\theta=0^\circ$  dans les deux cas où  $\psi_0=83^\circ$  et  $\Omega=1000$  tr/mn et  $\psi_0=163^\circ$  et  $\Omega=1000$  tr/mn.

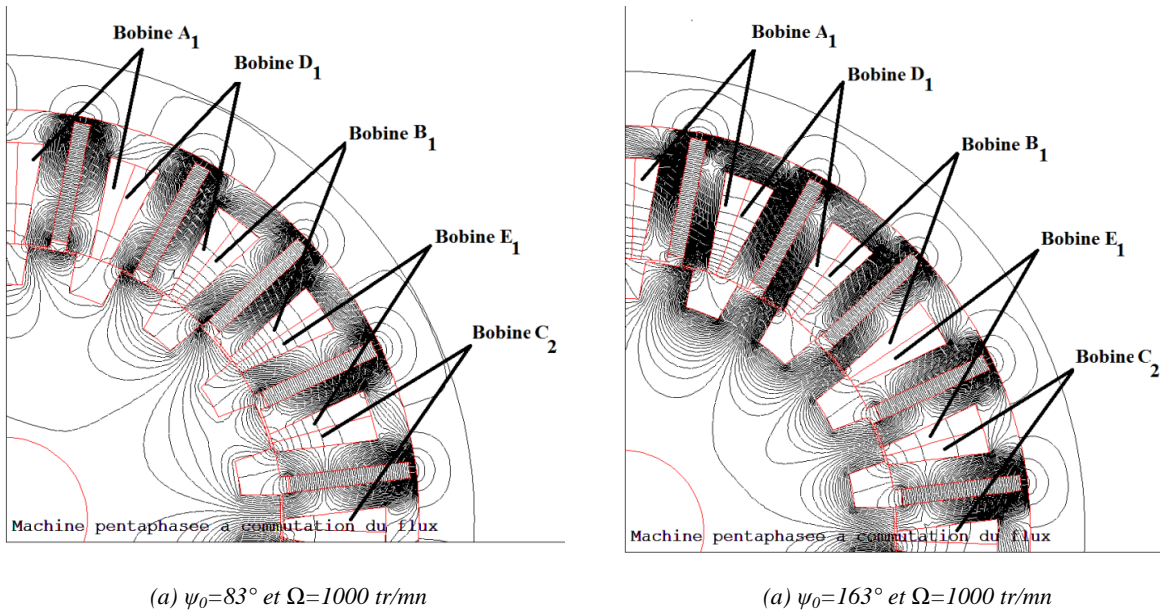


Figure 4.12. Phase C court-circuitée : Distribution des lignes de flux à une position  $\theta=0^\circ$ .

Dans le premier cas (Figure 4.12 (a)), l'amplitude du courant de court-circuit vaut 0.89A contre 4.6A pour le deuxième cas (Figure 4.12 (b)). L'amplitude des phases saines est la même dans les deux cas. Par contre, celles-ci n'ont pas les mêmes déphasages entre le premier et le deuxième cas car l'angle de défluxage n'est pas le même. Nous remarquons alors, qu'à des densités de courant maximales équivalentes, les dents statoriques de la machine saturent plus dans le deuxième cas.

#### 4.1.3.4 Courant de court-circuit en fonction de l'amplitude du courant des phases saines

Nous traçons sur la figure 4.13, l'amplitude du courant de court-circuit en fonction de l'amplitude  $I_{max}$  du courant des phases saines et de la vitesse de rotation pour un angle de défluxage égal à celui que nous avons choisi au deuxième chapitre (minimisant les pertes Joule en mode sain).

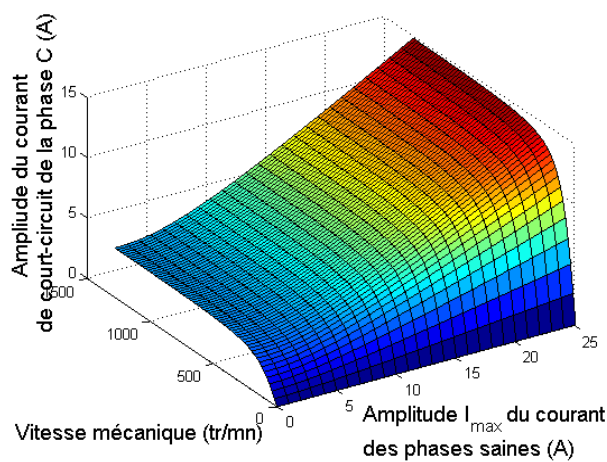


Figure 4.13. Amplitude du courant de court-circuit en fonction de l'amplitude du courant des phases saines et de la vitesse mécanique.

Nous pouvons remarquer qu'à cause des mutuelles inductances, le courant de court-circuit est quasi-proportionnel à  $I_{max}$  quelque soit la vitesse. Cela montre qu'il sera influencé par les nouvelles amplitudes des courants après correction. Il sera aussi impacté par les nouveaux déphasages de ces courants. Néanmoins, les courants optimaux resteront toujours efficaces et contribueront à l'amélioration des performances. C'est ce que nous allons montrer dans la partie 4.2 de ce chapitre.

#### 4.1.3.5 Influence du courant de court-circuit sur l'induction magnétique

Dans cette partie, on s'intéresse aux niveaux d'induction magnétique atteints dans les différentes parties de la géométrie statorique au travers des simulations EF 2D. Le stator est segmenté en petites zones distinctes définies par les nœuds  $P1$  jusqu'à  $P18$  (Figure 4.14) :

- $P1$  et  $P2$  sont relatifs aux nœuds dans les extrémités de l'aimant entouré par une bobine de la phase  $C$  court-circuitée.
- $P7$  et  $P8$  sont relatifs à l'aimant entouré par la phase *spatialement-adjacente* à la phase court-circuitée.
- $P13$  et  $P14$  sont relatifs à l'aimant entouré par la phase *temporellement-adjacente* à la phase court-circuitée.
- $P3$  à  $P6$  sont respectivement des nœuds à l'entrée de la dent statorique entourée par la bobine court-circuitée, au milieu de la dent statorique, à la sortie de la dent statorique et dans la culasse statorique. De même pour  $P9$  à  $P12$  de la dent statorique entourée par la bobine *spatialement-adjacente* à la phase court-circuitée et  $P15$  à  $P18$  de la dent statorique entourée par la bobine *temporellement-adjacente* à la phase court-circuitée.

Il est vrai que pour deux cellules consécutives appartenant à la même phase, le flux embrassé n'est pas le même. Cependant, pour une raison de temps de calcul, nous considérerons une seule cellule par phase.

Nous traçons sur la figure 4.14 une cartographie de l'induction magnétique dans la culasse statorique avant apparition du court-circuit de type phase-neutre sur la phase  $C$ . Les valeurs numériques de l'induction magnétique avant et après défaut pour différentes positions rotoriques sont données dans le tableau 4.1.

Nous pouvons remarquer que l'induction dans les aimants ne change quasiment pas. L'induction dans la dent et la culasse statorique aux alentours de la bobine *temporellement-adjacente* à la phase court-circuitée varie très peu puisque la mutuelle entre ces bobines est très faible (une valeur moyenne de  $160\mu\text{H}$ ). Au niveau de la phase *spatialement-adjacente*, l'induction a diminué pour toutes les positions du rotor et au niveau de tous les nœuds choisis sauf le nœud  $P11$ . Cette zone à la sortie de la dent statorique est assez particulière puisqu'elle est entre la culasse statorique qui est assez large et l'isthme qui présente une saturation locale. Pour avoir un calcul d'induction plus précis à ce niveau, il vaut mieux sélectionner toute une zone où nous pouvons déterminer l'induction moyenne. Quant à l'induction au niveau de la dent statorique appartenant à la phase court-circuitée, elle présente une légère diminution. Tout ceci est expliqué par le fait qu'après apparition du défaut, les courants dans les phases saines ne sont pas modifiés puisqu'il s'agit d'une commande en courant. Par contre, pour la vitesse de rotation choisie, le courant de la phase court-circuitée est trois fois plus faible que celui du mode sain, ce qui diminuerait le flux produit par les bobines de cette phase.

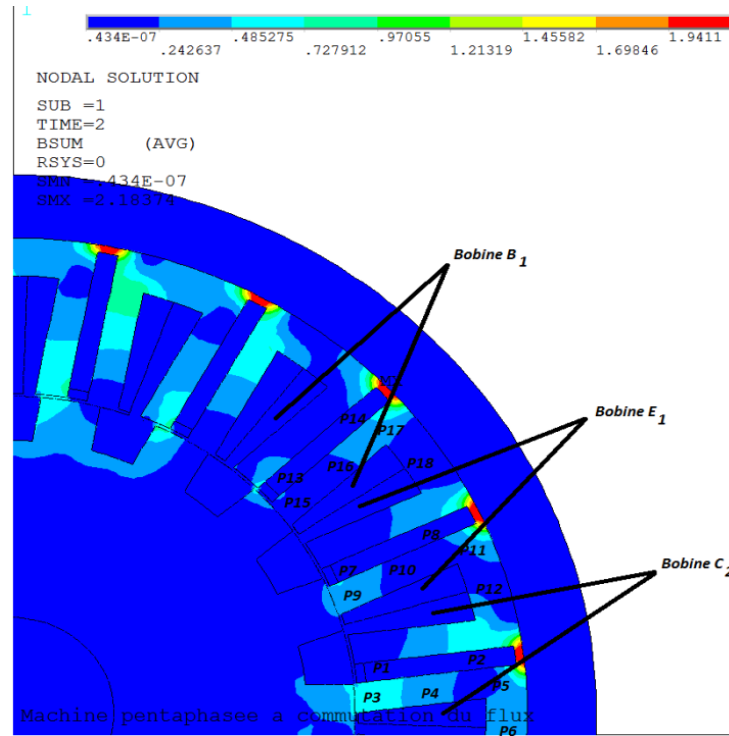


Figure 4.14. Induction magnétique statorique en mode sain.

Tableau 4.1. Induction magnétique statorique en mode sain et après court-circuit de la phase C, ( $I_{max}=6$  A)

$\theta(^{\circ})$	Mode Sain				Après court-circuit de la phase C			
	0	6	12	17	0	6	12	17
$B_{P1}(T)$	0.18	0.16	0.18	0.18	0.17	0.17	0.18	0.18
$B_{P2}(T)$	0.18	0.16	0.18	0.18	0.17	0.17	0.18	0.18
$B_{P3}(T)$	0.56	0.11	0.06	0.58	0.38	0.21	0.07	0.24
$B_{P4}(T)$	0.31	0.46	0.37	0.3	0.11	0.17	0.39	0.21
$B_{P5}(T)$	0.11	0.60	0.55	0.12	0.20	0.35	0.57	0.35
$B_{P6}(T)$	0.34	0.23	0.22	0.29	0.21	0.06	0.24	0.04
$B_{P7}(T)$	0.16	0.18	0.17	0.18	0.17	0.16	0.17	0.2
$B_{P8}(T)$	0.16	0.18	0.17	0.18	0.17	0.16	0.17	0.2
$B_{P9}(T)$	0.34	0.12	0.15	0.63	0.29	0.1	0.14	0.46
$B_{P10}(T)$	0.13	0.64	0.17	0.35	0.10	0.32	0.2	0.18
$B_{P11}(T)$	0.21	0.75	0.39	0.11	0.31	0.5	0.41	0.24
$B_{P12}(T)$	0.21	0.42	0.03	0.37	0.10	0.12	0.05	0.10
$B_{P13}(T)$	0.15	0.19	0.17	0.17	0.15	0.20	0.17	0.17
$B_{P14}(T)$	0.15	0.19	0.17	0.17	0.15	0.20	0.17	0.17
$B_{P15}(T)$	0.12	0.06	0.43	0.47	0.16	0.07	0.43	0.53
$B_{P16}(T)$	0.15	0.51	0.17	0.26	0.18	0.55	0.13	0.28
$B_{P17}(T)$	0.41	0.70	0.19	0.14	0.39	0.74	0.19	0.12
$B_{P18}(T)$	0.03	0.38	0.20	0.3	0.04	0.42	0.20	0.34

L'évaluation des pertes fer à partir des variations locales de l'induction dans les parties ferromagnétiques est largement étudiée pour les machines à commutation de flux [25][113]. Dans ce chapitre, nous n'allons pas les traiter. Nous nous limiterons à analyser la tendance de l'induction en mode sain, en défaut avant et après correction.

Le couple, les pertes Joule et le courant dans le neutre, dans ces cas de fonctionnement, seront discutés dans le paragraphe suivant et seront comparés aux performances après reconfiguration.

#### 4.1.4 Deux phases en courts-circuits de type phase à neutre

Dans cette partie, le cas de deux phases en courts-circuits de type phase à neutre est étudié. Comme pour le cas d'ouvertures de phases, nous distinguons les cas de phases *temporellement-adjacentes* et *spatialement-adjacentes*.

##### 4.1.4.1 Courts-circuits de deux phases temporellement-adjacentes

Le premier cas étudié dans ce paragraphe est celui de l'apparition de deux courts-circuits indépendants sur deux phases consécutives comme les phases *B* et *C*. Les tensions aux bornes de ces phases s'écrivent alors comme suit :

$$V_B = 0 = R_B i_{ccB} + \frac{L_B di_{ccB}}{dt} + \frac{dL_B}{dt} i_{ccB} + \left( M_{BD} \frac{di_D}{dt} + M_{BE} \frac{di_E}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{BD}}{dt} i_D + \frac{dM_{BE}}{dt} i_E \right) + \left( M_{BA} \frac{di_A}{dt} + M_{BC} \frac{di_{ccC}}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{BA}}{dt} i_A + \frac{dM_{BC}}{dt} i_{ccC} \right) + \frac{d\Phi_{B0}}{dt} \quad Eq.4.13$$

$$V_C = 0 = R_C i_{ccC} + \frac{L_C di_{ccC}}{dt} + \frac{dL_C}{dt} i_{ccC} + \left( M_{CA} \frac{di_A}{dt} + M_{CE} \frac{di_E}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{CA}}{dt} i_A + \frac{dM_{CE}}{dt} i_E \right) + \left( M_{CB} \frac{di_{ccB}}{dt} + M_{CD} \frac{di_D}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{CB}}{dt} i_{ccB} + \frac{dM_{CD}}{dt} i_D \right) + \frac{d\Phi_{C0}}{dt} \quad Eq.4.14$$

Comme pour le cas précédent, la connaissance des paramètres de la machine permettrait de résoudre ces équations et de déterminer ainsi les courants de courts-circuits  $i_{ccB}$  et  $i_{ccC}$ . Ces courants vont être injectés dans le modèle EF 2D pour pouvoir évaluer les performances électromagnétiques dans ce cas de défaut. Ensuite, nous allons les considérer dans l'algorithme d'optimisation que nous avons déjà présenté dans le chapitre précédent et ceci dans l'objectif d'optimiser les courants des phases saines pour améliorer le fonctionnement. Les performances électromagnétiques seront de nouveau évaluées après correction.

##### 4.1.4.2 Courts-circuits de deux phases spatialement-adjacentes

Quand les deux phases *spatialement-adjacentes* *C* et *E* sont court-circuitées, indépendamment l'une de l'autre, les courants de courts-circuits sont déterminés par la même méthode que précédemment et cela en résolvant les équations des tensions aux bornes de ces phases (Eq.4.15 et Eq.4.16).

$$V_C = 0 = R_C i_{ccC} + \frac{L_C di_{ccC}}{dt} + \frac{dL_C}{dt} i_{ccC} + \left( M_{CA} \frac{di_A}{dt} + M_{CE} \frac{di_{ccE}}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{CA}}{dt} i_A + \frac{dM_{CE}}{dt} i_{ccE} \right) + \left( M_{CB} \frac{di_B}{dt} + M_{CD} \frac{di_D}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{CB}}{dt} i_B + \frac{dM_{CD}}{dt} i_D \right) + \frac{d\Phi_{C0}}{dt} \quad Eq.4.15$$

$$V_E = 0 = R_E i_{ccE} + \frac{L_E di_{ccE}}{dt} + \frac{dL_E}{dt} i_{ccE} + \left( M_{EB} \frac{di_B}{dt} + M_{EC} \frac{di_{ccC}}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{EB}}{dt} i_B + \frac{dM_{EC}}{dt} i_{ccC} \right) + \left( M_{EA} \frac{di_A}{dt} + M_{ED} \frac{di_D}{dt} \right) + \left( \frac{dM_{EA}}{dt} i_A + \frac{dM_{ED}}{dt} i_D \right) + \frac{d\Phi_{E0}}{dt} \quad Eq.4.16$$

De même, ce système d'équations est résolu analytiquement et les courants  $i_{ccC}$  et  $i_{ccE}$  sont déterminés.



Les résultats analytiques et expérimentaux relatifs aux courants de courts-circuits pour un courant d'amplitude de 6A et une fréquence 14.5Hz sont présentés dans le tableau 3.1 et la figure 4.15 . Les résultats montrent que le calcul correspond bien aux mesures et les amplitudes des courants sont bien estimées. L'amplitude des simulations est légèrement plus élevée que celle des mesures. Ceci peut être expliqué par le fait que le calcul analytique a été effectué pour une vitesse égale à celle du mode sain (14.5Hz), sauf qu'après apparition du défaut, celle-ci va chuter un peu (une chute d'environ 3Hz). Donc, les mesures que nous avons obtenues sont pour une vitesse légèrement inférieure à celle du mode de fonctionnement sain (celle que nous avons considéré dans notre calcul).

D'après les résultats ci-dessous, nous pouvons remarquer, aussi que les courants de courts-circuits sont inférieurs à l'amplitude des courants avant l'apparition du défaut ( $I_{max}=6A$  dans ce cas). Ceci représente un avantage majeur de ce type de machines tolérantes aux pannes.

Tableau 4.2. Courants de courts-circuits dans le cas d'une ou deux phases court-circuitées, (Point de fonctionnement 6 A, 14.5 Hz)

	Amplitude du courant de court-circuit analytique (A)	Amplitude du courant de court-circuit expérimental (A)
Phase C en court-circuit	$I_{ccC}=1.79$	$I_{ccC}=1.75$
Phases B et C en court-circuit	$I_{ccB}=1.88$ $I_{ccC}=1.65$	$I_{ccB}=1.80$ $I_{ccC}=1.58$
Phases C et E en court-circuit	$I_{ccE}=0.69$ $I_{ccC}=1.73$	$I_{ccE}=0.60$ $I_{ccC}=1.50$

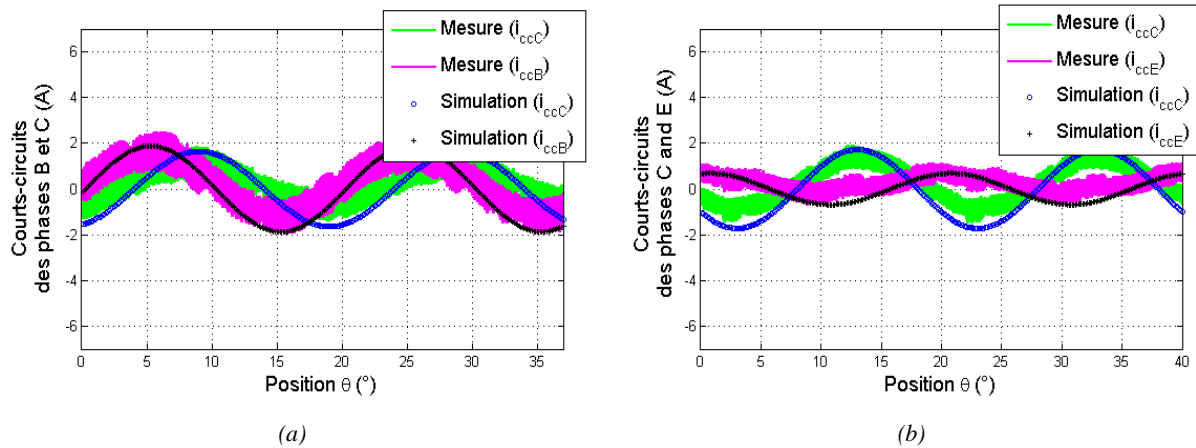


Figure 4.15. Courants de court-circuit, (a) Phases B et C en court-circuit, (c) Phases C et E en court-circuit, (Point de fonctionnement 6 A, 14.5 Hz).

Dans cette partie, nous avons pu bien estimer la valeur des courants de court-circuit en fonction de la position du rotor et cela, en se basant sur un modèle analytique circuit électrique prenant en compte la variation des inductances. Les résultats de simulation (calcul analytique) sont proches des résultats expérimentaux et montrent d'autant plus l'intérêt des MCF pentaphasées pour les applications tolérantes aux pannes.

### 4.1.5 Trois phases en courts-circuits du type phase à neutre

Dans le cas de courts-circuits de trois phases consécutives (par exemple les phases  $B$ ,  $C$  et  $D$ ) et de trois phases non-consécutives (par exemple les phases  $B$ ,  $C$  et  $E$ ), les courants de courts-circuits calculés analytiquement par la méthode précédente sont donnés dans le tableau suivant :

Tableau 4.3. Courants de courts-circuits dans le cas de trois phases court-circuitées, (Point de fonctionnement 6 A, 14.5 Hz)

	Amplitude du courant de court-circuit analytique (A)
Phases $B$ , $C$ et $D$ en court-circuit	$I_{ccB} = 1.76$ $I_{ccC} = 1.87$ $I_{ccD} = 0.51$
Phases $B$ , $C$ et $E$ en court-circuit	$I_{ccB} = 1.06$ $I_{ccC} = 1.40$ $I_{ccE} = 1.40$

Dans le cas de courts-circuits de type phase à neutre de trois phases non-consécutives, l'ondulation du couple obtenue par EF 2D est d'environ 273% avec une valeur moyenne de 0.42N.m. Cette ondulation pourrait être diminuée jusqu'à 157% après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$  que nous allons reprendre dans le paragraphe 4.2. Cette diminution de l'ondulation du couple se fera au prix d'une augmentation des pertes Joule.

L'ondulation est d'environ 121% et le couple moyen est de 0.39N.m, si les phases consécutives  $B$ ,  $C$  et  $D$  sont en courts-circuits. Après reconfiguration, l'ondulation minimale qui pourrait être obtenue en respectant les contraintes imposées est de 51% avec des pertes Joule par phase au maximum égales à 56W.

Ceci confirme le fait qu'en ayant trois phases défectueuses, la machine est dans un régime de fonctionnement extrêmement dégradé du point de vue de l'ondulation de couple. Nous nous limiterons dans les parties suivantes aux courts-circuits d'une ou de deux phases.

## 4.2 Reconfiguration des courants en cas de courts-circuits

### 4.2.1 Court-circuit d'une phase

Comme pour le cas d'ouvertures de phases, le court-circuit d'une phase entière provoque une chute du couple moyen produit par la machine. Ceci étant dû au fait que la phase court-circuitée va produire un couple résistant qui vient diminuer la valeur moyenne du couple total. Les courants n'étant plus déphasés équitablement, une oscillation de couple et un courant résiduel dans le neutre apparaissent (Figure 4.16).

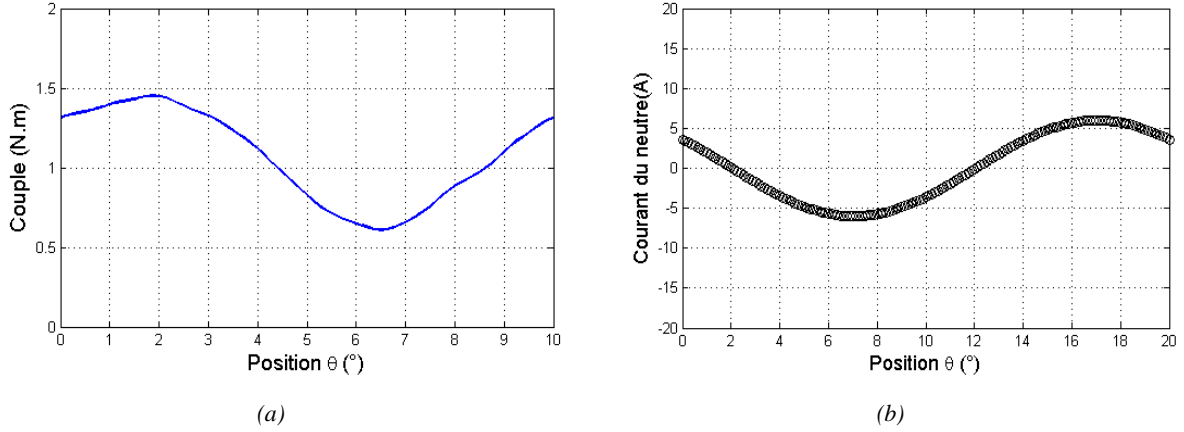


Figure 4.16. Phase C court-circuitée : Allure (a) du couple, (b) du courant dans le neutre, avant reconfiguration.

Même si avec l'ajout d'un asservissement nous pouvons maintenir le niveau de couple moyen, l'ondulation de couple ne peut malheureusement pas être compensée sans reconfiguration des courants des phases saines.

Le même principe de reconfiguration détaillé dans le chapitre précédent est aussi utilisé dans ce cas de défaut. Celui-ci étant basé sur un algorithme d'optimisation des courants de référence des phases saines. Il s'agit de calculer les amplitudes et déphasages optimaux des courants de l'Eq.4.17, dans le but d'améliorer le comportement en mode de fonctionnement dégradé. De même, l'AG utilisé a comme fonctions objectifs de réduire l'ondulation du couple total et de minimiser les pertes Joule maximales par phase. La première contrainte est légèrement plus exigeante que celle choisie dans le chapitre précédent. Ici, nous imposons que le couple moyen soit supérieur ou égal au couple produit dans le cas sain afin que la vitesse soit la même et que le calcul des courants que nous avons effectué pour une vitesse fixée reste valable. La deuxième contrainte étant la même : assurer un courant dans le neutre inférieur ou égal à 4 fois le courant maximal dans le cas sain.

$$\begin{cases} i_A = m_1 I_{max} \cos(\omega t + \Psi) \\ i_B = m_2 I_{max} \cos\left(\omega t + \Psi - 2\frac{\pi}{5} - \beta_1\right) \\ i_{cc} = I_{cc_{max}} \cos(\omega t - \varphi_{ccc}) \\ i_D = m_3 I_{max} \cos\left(\omega t + \Psi - 6\frac{\pi}{5} - \beta_2\right) \\ i_E = m_4 I_{max} \cos\left(\omega t + \Psi - 8\frac{\pi}{5} - \beta_3\right) \end{cases} \quad Eq.4.17$$

#### 4.2.1.1 Reconfiguration par l'AG- $T_{hybrid-3}$

Si nous modélisons le couple uniquement par le couple hybride (modèle  $T_{hybrid-3}$  du paragraphe du chapitre précédent) et que nous l'introduisons dans l'algorithme génétique (AG- $T_{hybrid-3}$ ), les courants optimaux obtenus sont donnés sur la figure 4.17 (a). Les couples EF 2D et analytique  $T_{hybrid-3}$  obtenus après la reconfiguration par l'AG- $T_{hybrid-3}$  sont montrés sur la figure 4.17 (b).

Le même constat que dans le chapitre précédent peut-être fait sur la valeur moyenne et l'ondulation de couple. Les deux modèles EF 2D et analytique donnent quasiment le même couple moyen mais ne permettent pas d'obtenir la même oscillation. De même, cela s'explique par l'ondulation du couple relucant qui a tendance à augmenter quand les courants changent.

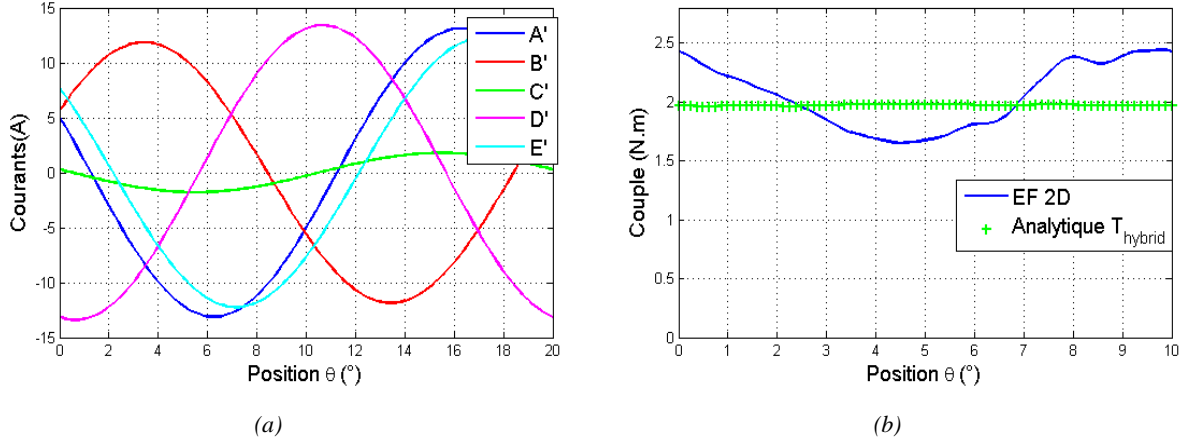


Figure 4.17. Phase C en court-circuit : Allure (a) des courants, (b) du couple, après reconfiguration des références de courant par ceux obtenus par l'AG- $T_{\text{hybrid-3-Extreme1}}$ .

Sur la figure 4.18, nous avons tracé le couple relucant avant et après reconfiguration par l'AG- $T_{\text{hybrid-3}}$ . Ceci confirme aussi l'hypothèse que les courants optimaux permettant de minimiser l'ondulation du couple hybride ne permettent pas de minimiser celle du couple relucant. Après défaut, il faut alors tenir compte de ce couple relucant dans l'algorithme d'optimisation et utiliser donc le modèle du couple  $T_{\text{total}}$  que nous avons déjà détaillé dans le chapitre précédent.

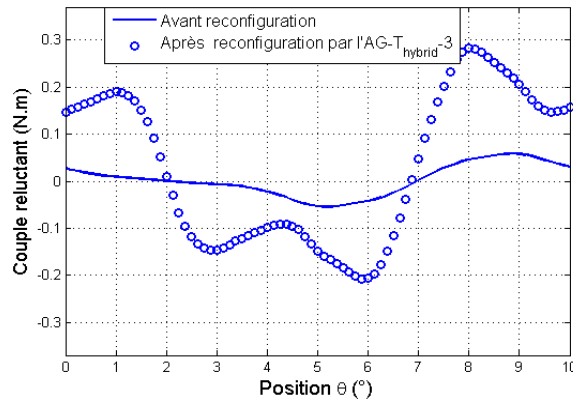


Figure 4.18. Couple relucant obtenu par EF 2D quand la phase C est court-circuitée, avant et après reconfiguration par l'AG- $T_{\text{hybrid-3-Extreme1}}$ .

Sur la figure 4.19, nous avons tracé le couple total par EF 2D et par les deux modèles analytiques. Encore une fois, nous pouvons remarquer la fidélité du modèle complet du couple au modèle EF 2D de point de vue oscillation du couple.

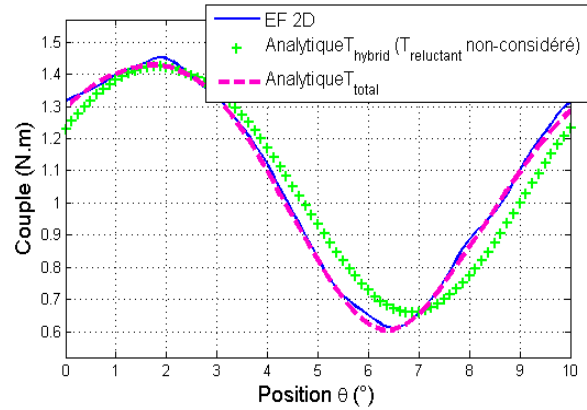


Figure 4.19. Couple reluctant obtenu par EF 2D et analytiquement quand la phase C est court-circuitée.

#### 4.2.2 Reconfiguration par l'AG- $T_{total}$

Comme pour le cas d'ouvertures de phases, une fois que le modèle du couple le plus fidèle au comportement réel est choisi, nous procédons à l'optimisation des courants de référence des phases saines en utilisant l'algorithme génétique dont les variables, les contraintes et les fonctions objectifs ont été détaillées dans le paragraphe 4.2.1.

Nous présentons dans ce paragraphe la reconfiguration dans le cas du court-circuit de la phase C. Le front de Pareto obtenu dans ce cas est montré sur la figure 3.26. De la même manière, la solution à choisir dépendra du cahier des charges de l'utilisateur. Pour une ondulation de couple minimale, nous pouvons choisir le point *Extreme1*. Pour des pertes Joule par phase les plus faibles, nous pouvons choisir la solution *Extreme2* et la solution *P* dans le cas où nous souhaitons faire un compromis entre les deux solutions.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons uniquement à la solution minimisant l'ondulation de couple. Nous montrons sur la figure 4.21, les courants optimaux générés par la solution *Extreme1* puis sur la figure 4.22 le couple obtenu par injection de ces courants optimaux superposé au couple avant reconfiguration. Les ondulations diminuent de 73% à 7%. Le couple moyen augmente de 25%.

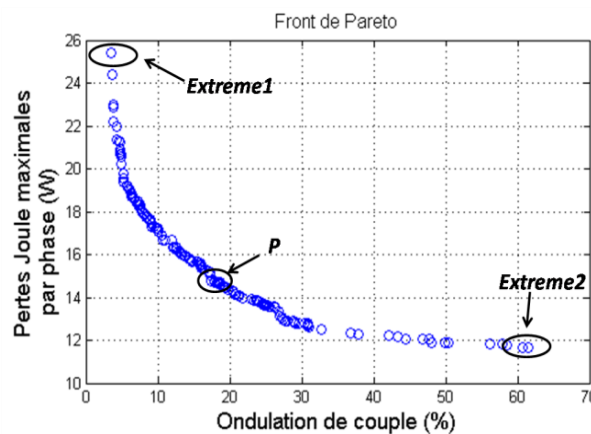


Figure 4.20. Front de Pareto obtenu par l'AG- $T_{total}$  quand la phase C est court-circuitée.

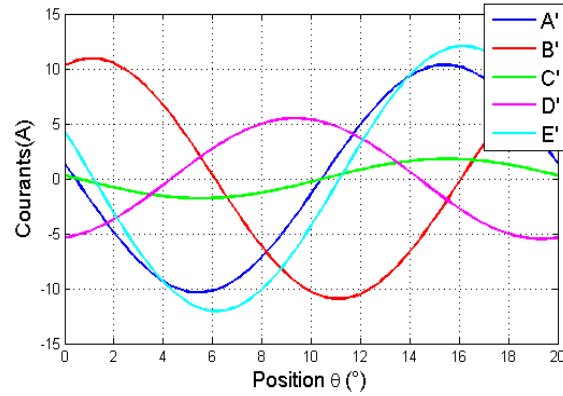


Figure 4.21. Courants optimaux obtenus par l'AG- $T_{total}$ -Extreme1 quand la phase C est court-circuitée.

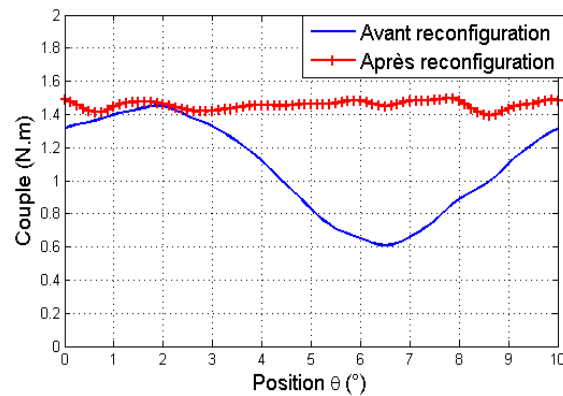


Figure 4.22. Couple obtenu par EF 2D dans le cas de court-circuit de la phase C.

Nous montrons sur la figure 4.23, la distribution de l'induction magnétique statorique après correction. L'induction dans la culasse et les dents statoriques augmente un peu plus que le cas précédent (Figure 4.14) à cause de l'augmentation des courants statoriques des phases saines.

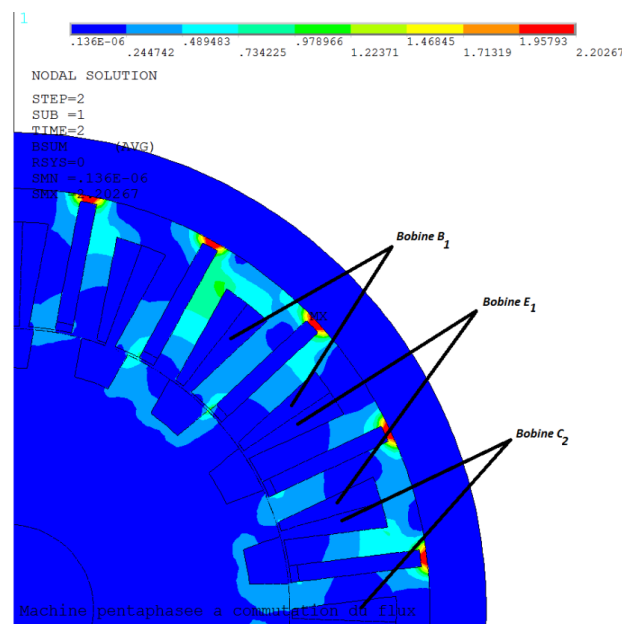


Figure 4.23. Induction magnétique statorique quand la phase C est court-circuitée et après correction.

Tableau 4.4. Induction magnétique statorique quand la phase C est court-circuitée et après correction, ( $I_{max}=6$  A)

$\theta(^{\circ})$	Phase C est court-circuitée, après correction			
	0	6	12	17
$B_{p1}(T)$	0.19	0.16	0.15	0.19
$B_{p2}(T)$	0.19	0.16	0.15	0.19
$B_{p3}(T)$	0.37	0.16	0.11	0.42
$B_{p4}(T)$	0.12	0.39	0.18	0.42
$B_{p5}(T)$	0.30	0.52	0.38	0.26
$B_{p6}(T)$	0.04	0.15	0.05	0.11
$B_{p7}(T)$	0.15	0.17	0.19	0.19
$B_{p8}(T)$	0.15	0.17	0.19	0.19
$B_{p9}(T)$	0.4	0.12	0.13	0.67
$B_{p10}(T)$	0.15	0.58	0.30	0.43
$B_{p11}(T)$	0.16	0.7	0.46	0.09
$B_{p12}(T)$	0.15	0.33	0.15	0.36
$B_{p13}(T)$	0.15	0.21	0.17	0.14
$B_{p14}(T)$	0.13	0.21	0.17	0.14
$B_{p15}(T)$	0.07	0.10	0.50	0.44
$B_{p16}(T)$	0.42	0.70	0.36	0.29
$B_{p17}(T)$	0.5	0.86	0.12	0.15
$B_{p18}(T)$	0.07	0.54	0.4	0.40

Les données numériques de l'induction magnétique sont récapitulées dans le tableau 4.4 où nous pouvons vérifier l'augmentation de l'induction dans la majorité des nœuds définis dans le paragraphe 4.1.3.5.

#### 4.2.3 Courts-circuits de deux phases

La même approche de reconfiguration des courants des phases saines est suivie dans le cas de courts-circuits de deux phases.

Les fronts de Pareto obtenus par l'algorithme d'optimisation dans le cas de courts-circuits des phases B et C puis des phases C et E sont présentés sur la figure 4.24. Nous montrons sur la figure 4.25 l'allure des couples en défaut, avant et après reconfiguration par l'AG- $T_{total}$ -Extremel. Nous pouvons remarquer que, comme dans le cas d'ouvertures de phases, la qualité du couple est bien améliorée après correction. Dans le cas de deux phases *temporellement* et *spatialement-adjacentes*, nous passons respectivement de 73% à 27% et de 155% à 39%. L'ondulation reste toujours plus élevée dans le cas de deux phases *spatialement-adjacentes*.

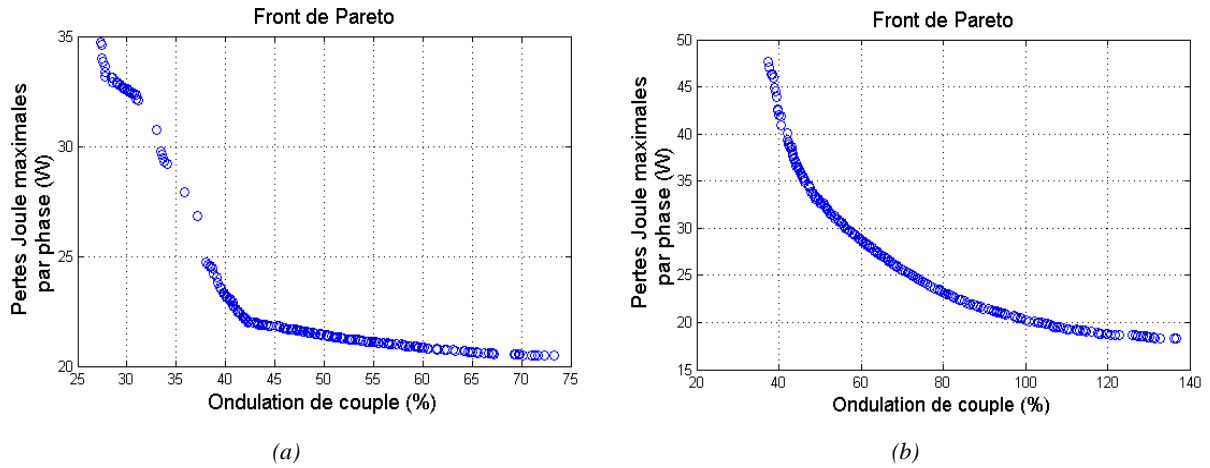


Figure 4.24. Front de Pareto obtenu par l'AG- $T_{total}$  dans le cas de courts-circuits de deux phases, (a) consécutives B et C, (b) non-consécutives C et E.

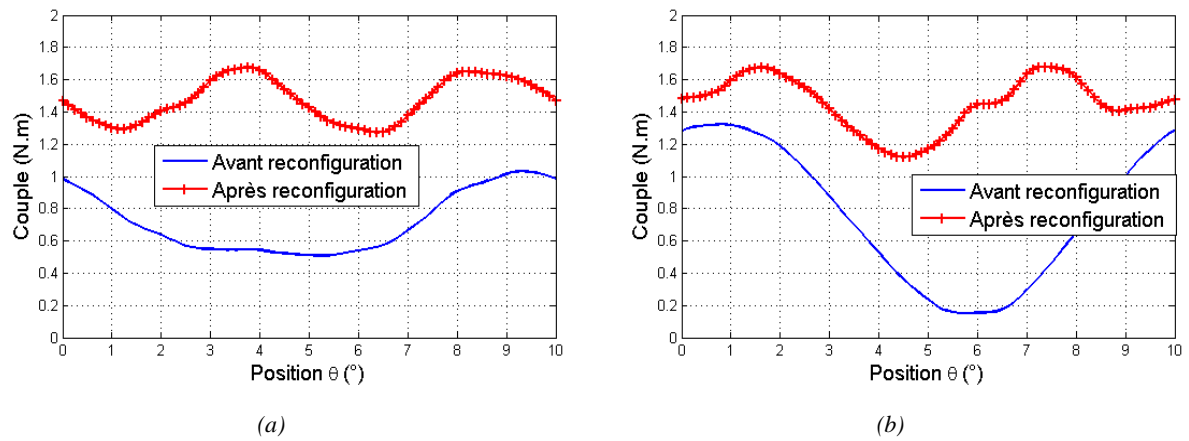


Figure 4.25. Couple obtenu par simulation dans le cas de courts-circuits de deux phases, (a) consécutives B et C, (b) non-consécutives C et E.

Les résultats des performances électromagnétiques avant et après reconfiguration sont résumés dans les tableaux 4.5 et 4.6, en distinguant les cas d'un court-circuit sur une phase unique et des courts-circuits de type phase à neutre sur deux phases *temporellement-adjacentes* et *spatialement-adjacentes*.

Tableau 4.5. Performances électromagnétiques avant reconfiguration, (Point de fonctionnement 6A, 14Hz)

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule totales (% du mode sain)
Court-circuit de la phase C	75	78	6	82
Courts-circuits des deux phases B et C	50	73	9.7	63
Courts-circuits des deux phases C et E	53	155	3.7	62



Tableau 4.6. Performances électromagnétiques après reconfiguration des courants par l'AG- $T_{total}$ -Extremel, (Point de fonctionnement 6A, 14Hz)

	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre (A)	Pertes Joule totales (% du mode sain)
<b>Court-circuit de la phase C</b>	100	7	19.8	225
<b>Courts-circuits des deux phases B et C</b>	100	27	24	235
<b>Courts-circuits des deux phases C et E</b>	100	39	5.3	349

D'après ces résultats, nous pouvons remarquer que le comportement de la machine a bien été amélioré du point de vue du couple après reconfiguration. Le couple moyen produit est le même que celui du mode sain et donc de même pour la vitesse. L'ondulation a été bien réduite mais pas complètement annulée. L'ondulation minimale obtenue après correction, et en respectant les contraintes imposées, est de 7% pour le cas d'une seule phase court-circuitée, de 27% pour le cas de deux phases *temporellement-adjacentes* et de 39% pour le cas de phases *spatialement-adjacentes* court-circuitées. Les pertes Joule après reconfiguration augmentent énormément car l'amplitude du courant a augmenté pour compenser à la fois la chute du couple due aux courts-circuits mais aussi le couple résistant produit par ces courts-circuits. Concernant le courant dans le neutre, celui-ci a aussi augmenté après correction mais reste inférieur ou égal à la valeur imposée dans la contrainte de l'AG (4 fois l'amplitude du courant dans le mode sain).

La même constatation que pour le cas d'ouvertures de phases, peut être effectuée sur l'adjacence des phases : En défaut et avant correction, deux phases *temporellement-adjacentes* court-circuitées causent des ondulations plus faibles et un courant homopolaire plus élevé que dans le cas de deux phases *spatialement-adjacentes* court-circuitées.

Dans le paragraphe suivant, nous validerons ces simulations par des résultats expérimentaux réalisés sur le banc de manipulation de la MCF pentaphasée.

### 4.3 Validation expérimentale

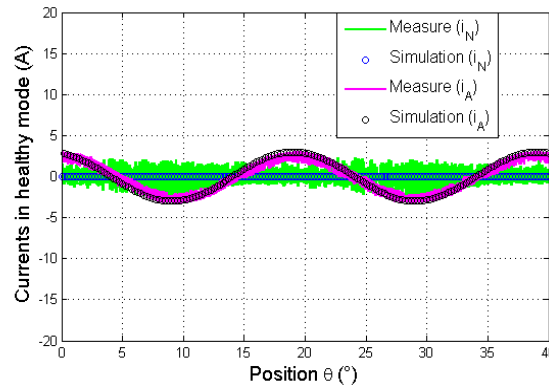
Les mesures sont effectuées sur le même banc expérimental détaillé dans le paragraphe 3.6 du chapitre précédent. La commande étant toujours une commande en courant. Nous court-circuitons les phases qui nous intéressent, déconnectons les bras d'onduleur correspondants et mesurons les courants de courts-circuits, le courant dans le neutre, le courant dans une phase saine ainsi que le couple instantané par le capteur d'effort. Ensuite, nous reconfigurons les références des courants des phases saines et nous mesurons les mêmes grandeurs après correction.

Comme expliqué dans le chapitre précédent, le capteur d'effort ne nous permet pas d'effectuer des mesures à haute vitesse. A un point de fonctionnement à 6A en amplitude, le plan de charge disponible est limité et ne permet pas de baisser la vitesse de façon à ce que le couple instantané soit mesurable par le capteur. Pour effectuer ces mesures, nous choisissons alors un point de fonctionnement à faible vitesse, faible amplitude du courant dans le mode sain (10Hz, 3A). Dans le cas de deux phases court-circuitées, nous passons à un point de fonctionnement à courant plus élevé. En effet, pour une amplitude des courants de 3A, la machine ne tourne plus parce que le couple produit est insuffisant. Donc, dans le cas de deux phases court-circuitées, le point de fonctionnement choisi est celui de

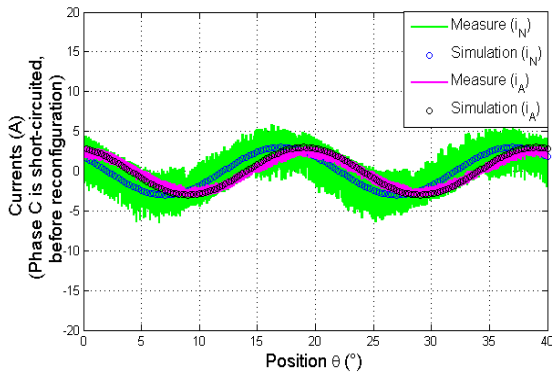
(10Hz, 4A). Les résultats des courants optimaux sont similaires quelque soit le point de fonctionnement choisi. Cependant, ils sont recalculés pour chaque point de fonctionnement pour avoir des résultats plus précis.

La figure 4.26 montre le courant dans la phase saine  $A$  et le courant dans le neutre dans le cas sain, en défaut de la phase  $C$  avant et après correction. Les courants dans le cas de deux phases en court-circuit sont montrés sur la figure 4.27. Les résultats expérimentaux sont proches des simulations.

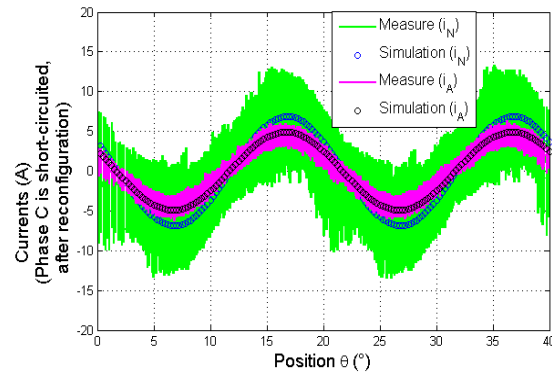
Nous traçons sur la figure 3.48, le couple instantané simulé et mesuré dans les différents cas traités dans ce chapitre. Les résultats de simulation et expérimentaux correspondent bien et les ondulations de couple sont bien estimées et réduites après correction. La valeur moyenne du couple simulé est légèrement supérieure à celle du couple mesuré, ce qui est expliqué par l'effet des simulations EF 2D où les flux à vide EF 2D sont surestimés.



(a) Mode sain



(b) Phase  $C$  court-circuitée, avant reconfiguration



(c) Phase  $C$  court-circuitée, après reconfiguration

Figure 4.26. Courant dans la phase  $A$  et dans le neutre en mode sain, en défaut de court-circuit de la phase  $C$  avant et après reconfiguration, (Point de fonctionnement 10Hz, 3A).

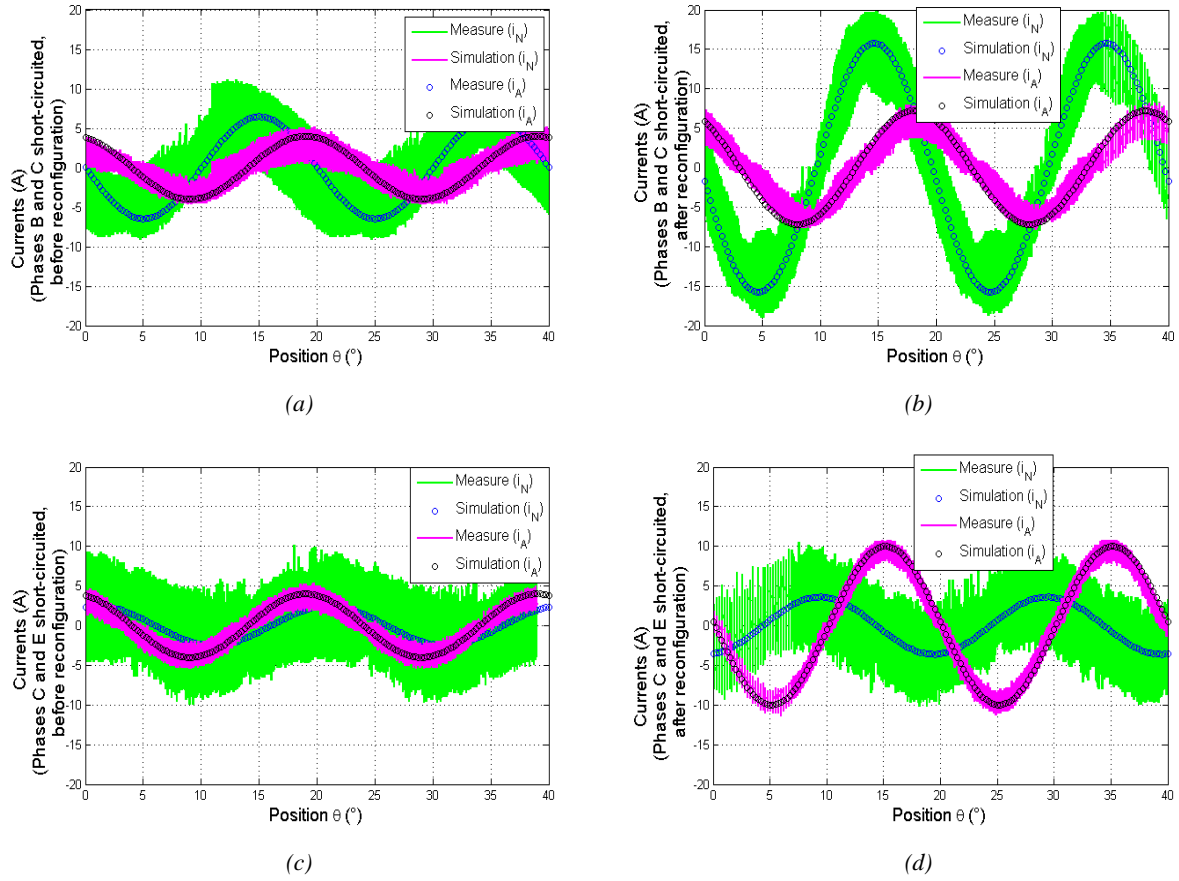
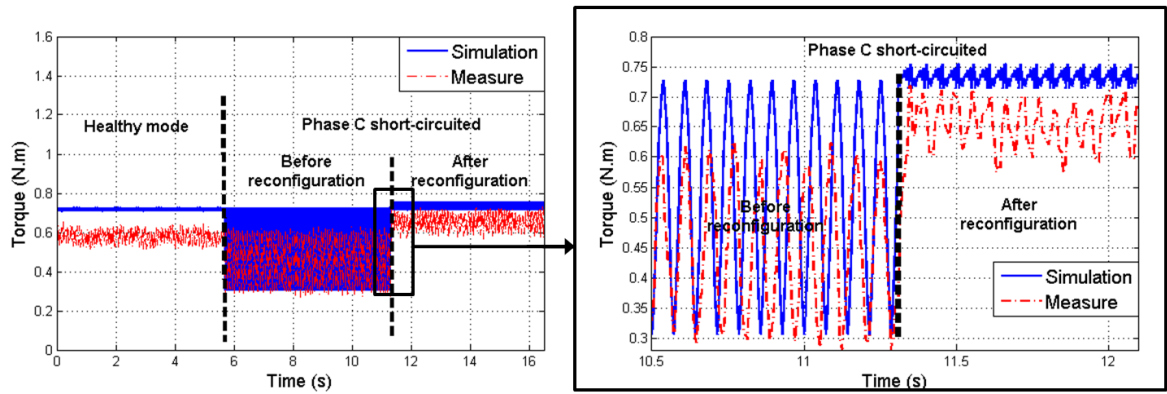
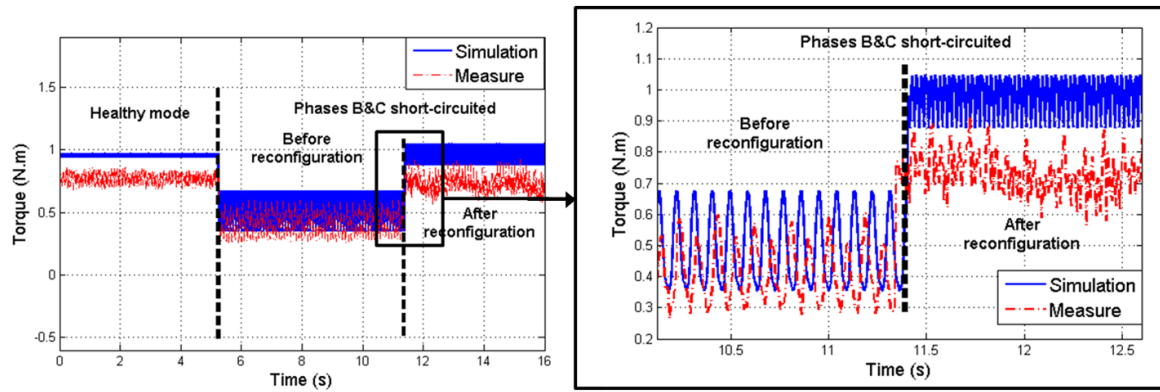


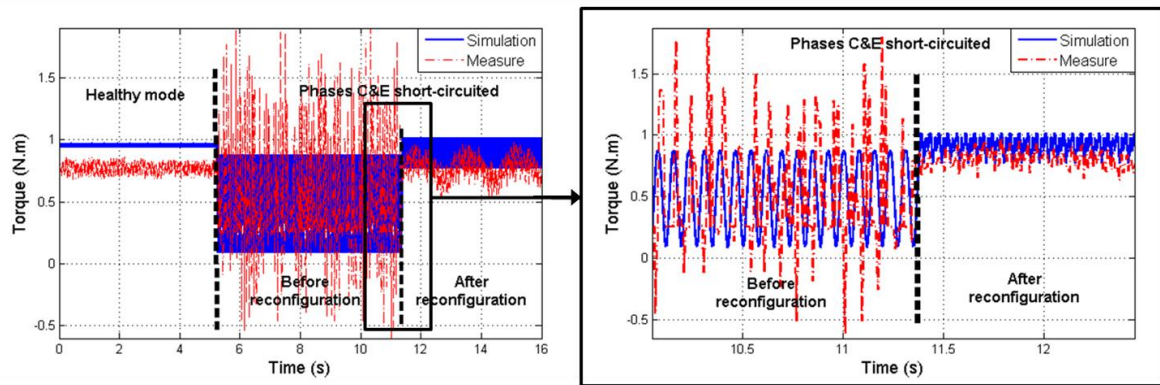
Figure 4.27. Courant dans la phase A et dans le neutre en mode sain, en défaut de courts-circuits de deux phases avant et après reconfiguration, (Point de fonctionnement 10Hz, 4A).



(a) Phase C en court-circuit, (Point de fonctionnement 10Hz, 3A).



(b) Phases B et C en court-circuit, (Point de fonctionnement 10Hz, 4A).



(c) Phases C et E en court-circuit, (Point de fonctionnement 10Hz, 4A).

Figure 4.28. Couple instantané en mode sain, en défaut avant et après reconfiguration.

Les valeurs des grandeurs électromagnétiques issues des résultats ci-dessus, dans le cas avant et après reconfiguration sont résumées dans les tableaux 4.7 et 4.8. Les simulations et mesures donnent quasiment les mêmes résultats.

Tableau 4.7. Comparaison des performances électromagnétiques expérimentales et de simulation (Point de fonctionnement 10Hz, 3A)

		Simulation			Experimental		
		Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre $I_{\max}$ (A)	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre $I_{\max}$ (A)
Mode sain		0.72N.m	3	0	0.58N.m	17	0
Phase C en court-circuit	Avant correction	69	84	3	77	76	3
	Après correction	100	6	7	110	20	7

Tableau 4.8. Comparaison des performances électromagnétiques expérimentales et de simulation  
(Point de fonctionnement 10Hz, 4A)

		Simulation			Experimental		
		Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre $I_{\max}$ (A)	Couple moyen (% du mode sain)	Ondulation de couple (%)	Courant total dans le neutre $I_{\max}$ (A)
Mode sain		0.95N.m	3	0	0.77N.m	15	0
Phases <i>B</i> et <i>C</i> en court-circuit	Avant correction	55	62	6.4	58	60	6.4
	Après correction	100	18	16	96	32	16
Phases <i>C</i> et <i>E</i> en court-circuit	Avant correction	54	156	2.5	65	230	2.5
	Après correction	100	29	4	100	33	4

Si nous comparons les résultats obtenus en cas d'ouvertures de phases (Tableau 3.13. du Chapitre 3) et les résultats obtenus en cas de courts-circuits (Tableaux 4.7 et 4.8), nous pouvons déduire que :

- Avant correction, les couples moyens dans tous les cas d'ouvertures de phases sont 8% plus élevés que les cas de courts-circuits. Par contre, après correction, ils sont, respectivement, 8% et 10% plus faibles dans les cas d'ouvertures de la phase *C* et des phases *spatialement-adjacentes C* et *E*. Les couples moyens après correction sont égaux dans le cas de défauts sur les phases *temporellement-adjacentes B* et *C*. Cela est dû au fait que dans l'algorithme d'optimisation des références de courant en cas de courts-circuits, nous avons imposé une contrainte sur le couple moyen pour qu'il soit égal à celui du mode sain pour ne pas affecter la vitesse. En revanche, dans le cas d'ouvertures de phases, nous avons toléré un couple moyen égal, au minimum, à 90% du couple moyen dans le cas sain.

- L'ondulation du couple avant reconfiguration des références de courant est toujours plus faible dans le cas d'ouvertures de phases. Dans le cas d'un défaut sur la phase *C*, l'ondulation est 26% plus faible si le défaut est un défaut d'ouvertures. Dans le cas d'un défaut sur des phases *temporellement-adjacentes*, le défaut d'ouvertures provoque des ondulations 18% plus faibles que le défaut de courts-circuits. Si les phases sont *spatialement-adjacentes*, l'ondulation provoquée par un défaut d'ouvertures est 47% plus faible que celle provoquée par un défaut de courts-circuits.

Après correction, l'ondulation obtenue en simulation en cas de défauts d'ouvertures ou de courts-circuits est la même si le défaut est sur une seule phase. Si le défaut concerne deux phases *temporellement-adjacentes*, l'ondulation du défaut d'ouvertures est 6% plus faible que l'ondulation en cas de courts-circuits. Finalement, elle est 16% plus faible quand il s'agit des phases *spatialement-adjacentes C* et *E* ouvertes.

- Pour comparer le courant dans le neutre du tableau 3.13 du Chapitre 3 et des tableaux 4.7 et 4.8, il faut faire attention au fait que ce n'est pas le même point de fonctionnement pour les deux types de défaut. Il faut, donc, les considérer en pourcentage de l'amplitude du courant dans les phases en mode sain. Avant correction, le courant dans le neutre est le même si le défaut sur la phase est un défaut d'ouvertures ou de courts-circuits. Ceci s'explique par la configuration choisie dans ce chapitre et qui

consiste à déconnecter le bras de la phase en court-circuit. Ce qui signifie, du point de vue du courant dans le neutre, qu'un court-circuit correspond à une ouverture de la phase.

Après correction, le courant dans le neutre dépend des courants dans les phases saines. Dans ce cas, nous n'allons pas avoir le même courant dans le neutre pour les deux types de défaut. Dans le cas d'un défaut sur la phase *C*, le courant dans le neutre après correction est le même que pour un défaut d'ouverture ou de court-circuit. Dans le cas de défauts sur les phases *B* et *C*, ce courant est aussi le même pour les deux types de défaut. Il est, cependant, plus élevé pour un défaut de courts-circuits sur les phases *C* et *E* que pour un défaut d'ouvertures.

- Avant correction, les pertes Joule calculées en pourcentage du mode sain en cas d'ouvertures ou de courts-circuits de phases sont quasiment les mêmes car les courants de courts-circuits sont faibles. Après correction, nous avons remarqué que les pertes Joule en cas de courts-circuits sont de 60% à 80% plus élevées qu'en cas d'ouvertures de phases.

Il faut noter que les comparaisons après correction que nous avons présentées ci-dessus ne sont pas effectuées à pertes Joule égales. La contrainte imposée sur le couple moyen dans l'algorithme d'optimisation n'est pas la même non plus pour les deux types de défaut. C'est plutôt des comparaisons des performances de la machine à ondulation de couple minimale (La solution *Extrême1* des fronts de Pareto) tout en minimisant les pertes Joule par phase et en tenant compte des contraintes imposées. Pour effectuer des comparaisons des performances à pertes Joule égales, nous pouvons choisir des solutions des fronts de Pareto à mêmes pertes Joule et comparer l'ondulation du couple et le couple moyen dans ces cas. Nous pouvons aussi comparer les performances à pertes Joule minimales (La solution *Extrême2* des fronts de Pareto). Ceci est un des avantages principaux du calcul des courants optimaux par un algorithme d'optimisation multi-objectifs multi-contraintes tel que l'algorithme génétique.

## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les courts-circuits de phases qui peuvent apparaître sur les machines pentaphasées à commutation de flux ont été détaillés.

Nous avons tout d'abord analysé les différentes configurations de fonctionnement de l'onduleur et de la machine après détection d'un défaut de courts-circuits. Une configuration annulant le courant de ligne de la phase défectueuse est adoptée pour minimiser les pertes Joule dans l'ensemble onduleur-machine. En se basant sur les résultats numériques des paramètres de la machine (les inductances propres et mutuelles, les flux à vide, etc.), nous avons mis en place, sous MATLAB-Script, des modèles analytiques de défauts de courts-circuits basés sur des méthodes de circuits électriques. Le calcul des courants de courts-circuits de type phase à neutre pour ce type de configuration a été effectué. Nous avons pu valider le calcul analytique par des mesures expérimentales, par lesquelles, nous avons pu encore une fois montrer l'importance de la considération des variations des inductances propres et mutuelles dans ce calcul.

Nous avons aussi montré que ce courant de court-circuit est toujours inférieur au courant avant l'apparition du défaut. Le couple résistant produit par celui-ci est, ainsi, faible. Ce qui montre, encore une fois, la tolérance aux pannes des machines multi-phases à inductances propres élevées et mutuelles faibles.

Par rapport au problème d'ouvertures de phases, les problèmes sur les courts-circuits de phases sont plus sévères. En effet, à cause de la réaction entre le courant de court-circuit et la force électromotrice,

il y a un couple résistant dû aux phases en court-circuit, dont le signe est opposé au couple électromagnétique produit par les phases saines. Par rapport à des phases ouvertes, nous devons augmenter davantage les courants dans les phases saines, afin de compenser à la fois ce couple résistant et la diminution du couple moyen dû à la présence du court-circuit.

Dans une deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié l'influence des paramètres tels que la vitesse, l'angle de défluxage et les inductances mutuelles sur les courants de courts-circuits. Les résultats ont montré que les amplitudes des courants de courts-circuits sont proportionnelles à l'amplitude des courants dans les phases saines. Quant à l'angle de défluxage, son influence dépend de l'inductance mutuelle. Plus la valeur de la mutuelle est élevée, plus cette influence est forte. Pour la MCF pentaphasée 20/18 étudiée dans ces travaux, il a été montré que le courant de court-circuit est faible et est toujours inférieur au courant thermique, ce qui représente un avantage majeur de ce type de machines.

Une fois les courants de courts-circuits calculés, ils ont servi dans le modèle EF 2D de la machine pour estimer le couple moyen, les ondulations de couple, les pertes Joule et le courant dans le neutre de la machine. De même que dans le cas d'ouvertures de phases, ces performances ont été dégradées après défaut. Cela justifie l'utilisation de l'algorithme génétique d'optimisation en vue de calculer les courants optimaux permettant d'améliorer le comportement de la machine en mode dégradé. Le couple a été compensé dans le cas de courts-circuits sur une phase ou deux phases. Les ondulations sont restées légèrement plus importantes pour le cas de deux phases *spatialement-adjacentes*. Si pour une application donnée, ces ondulations n'ont pas été tolérées par le cahier des charges, nous pourrions dans ce cas les améliorer encore plus par l'injection des troisièmes harmoniques de courant.

Après correction, une forte augmentation des pertes Joule est observée dans tous les cas de courts-circuits. Par rapport aux cas des phases ouvertes, cette augmentation est plus élevée. Ceci est dû à l'augmentation des courants normaux ainsi qu'à la présence des courants de courts-circuits.

La notion de phases et de couples adjacents ou non-adjacents reste valable dans le cas des courts-circuits. Deux phases *spatialement-adjacentes* court-circuitées impliquent la production de deux couples résistants adjacents ce qui contribuerait à une ondulation du couple total plus élevée. Tous les résultats de simulation avant et après correction du défaut ont été comparés au cas d'ouvertures de phases et validés expérimentalement. Les résultats confirment l'analyse.

## Conclusion générale et perspectives

---

Dans ces travaux de thèse, nous avons modélisé et étudié le comportement d'une machine pentaphasée à commutation de flux en présence de défauts d'ouvertures et de courts-circuits statoriques. Nous avons, également, contribué au développement de stratégies de commande tolérantes aux pannes.

Dans **le premier chapitre**, nous avons commencé par présenter l'état de l'art de la modélisation et la commande des machines tolérantes aux pannes. Pour ce faire, nous avons procédé de la manière suivante :

Nous avons commencé par présenter les exigences des applications industrielles d'aujourd'hui et dont la sûreté de fonctionnement est devenue une étude fondamentale dans la conception de tout système industriel. L'analyse de la sûreté de fonctionnement s'étale de l'analyse de la défaillance jusqu'aux méthodes de tolérance aux pannes pour l'amélioration de la disponibilité.

Ensuite, nous avons présenté les moyens pour renforcer la tolérance aux pannes des machines électriques dans les applications industrielles. Cela nous a permis d'introduire les machines multi-phases qui présentent plusieurs avantages dont celui d'assurer la continuité de fonctionnement quand un défaut de phase apparaît. Celles-ci permettent, également, une répartition de la puissance sur un nombre de phases plus élevé et permet d'améliorer la qualité du couple dont l'ondulation est réduite avec l'augmentation du nombre de phases.

Nous avons présenté, également, un état de l'art des conceptions, modélisations et commandes des machines multi-phases en modes de fonctionnement sain et dégradé. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux machines multi-phases à commutation de flux qui permettent aussi de bénéficier d'un avantage supplémentaire souvent apprécié dans les applications embarquées et qui est la densité de couple et la vitesse élevées en raison de leurs structures. Cela m'a permis de situer mes



travaux de thèse qui ont contribué à la modélisation et à la commande tolérante aux pannes des machines multi-phases à commutation de flux en modes sain et dégradé.

**Le deuxième chapitre** est une présentation de la modélisation électromagnétique par la méthode des Eléments Finis en deux dimensions (EF 2D) d'une machine pentaphasée à commutation de flux. Les performances électromagnétiques de celles-ci ont été comparées à celles d'une machine triphasée à commutation de flux de mêmes dimensions que nous avons également modélisée. Les résultats ont montré que :

- Les flux à vide de la machine cinq-phases sont plus faibles que ceux de la machine triphasée. Les harmoniques des flux à vide des deux machines sont aussi faibles. La richesse harmonique des flux à vide dépend uniquement des ouvertures polaires des dents statoriques et rotoriques avec lesquelles les deux machines ont été conçues.

- En calculant les couples de détente et les couples réductants, nous avons pu remarquer que l'ondulation diminue avec l'augmentation du nombre de phases.

- La maximisation du couple total moyen relevé par EF 2D (à partir du tenseur de Maxwell) en fonction de la densité du courant efficace et des angles d'autopilotage a montré que les angles d'autopilotage sont quasiment nuls à faibles densités de courant et tendent à augmenter à hautes densités de courant. Cela s'explique par le fait qu'à faibles densités de courant, le couple total est proche du couple hybride. Les couples de détente sont négligeables et les couples réductants sont faibles. Quand les densités de courant augmentent, nous avons remarqué que les angles d'autopilotage ont aussi tendance à augmenter. Ceci a été expliqué par le fait que le couple réductant moyen augmente légèrement quand les courants augmentent. L'angle d'autopilotage maximisant le couple total n'est donc plus le même.

- Les couples instantanés en fonction des angles mécaniques et de la densité du courant montrent qu'à faibles densités de courant, les couples moyens produits par les deux machines sont semblables tandis que la machine pentaphasée produit 30% plus de couple à hautes densités de courant. Les ondulations de couple sont plus élevées dans la MCF triphasée quelque soit la densité de courant. A pertes Joule égales, le couple produit par la machine pentaphasée est aussi plus élevé.

- Les couples instantanés en cas de court-circuit ou d'ouverture d'une phase des machines ont aussi été calculés. Nous avons pu vérifier l'apport de la machine pentaphasée par rapport à la triphasée, au niveau de la tolérance aux pannes dans le sens où elle a permis de produire un couple moyen plus élevé et des ondulations de couple plus faibles en défaut. A pertes Joule égales (en mode sain), et à même vitesse, le courant de court-circuit dans une phase est plus élevé dans la MCF triphasée.

- Les inductances propres et mutuelles instantanées ont été aussi calculées par EF 2D. Elles sont plus élevées pour la machine triphasée. Les inductances instantanées de la machine pentaphasée ont été mesurées expérimentalement et les méthodes de mesure ont été décrites. D'ailleurs, la mesure de ces dernières était un peu délicate vu leurs faibles variations et leurs faibles périodicités (20° mécaniques). Les forces électromotrices, les courants thermiques, les courants de courts-circuits et les vitesses de base ont aussi été mesurés.

Une fois le choix de la MCF pentaphasée pour des applications nécessitant un couple massique élevé et une capacité à tolérer les défauts validé, nous avons étudié dans **le troisième chapitre**, la tolérance aux ouvertures de phases de cette machine.

Nous avons commencé par décrire le comportement de la machine dans le cas d'apparition de ce type de défauts. Des méthodes de re-calculation des références de courant des phases saines ont alors été proposées. Nous avons alors procédé par ordre de complexité croissant.

Une première méthode de reconfiguration consiste à calculer les courants optimaux des phases saines qui permettent d'annuler uniquement le courant homopolaire. Celle-ci permet d'obtenir un diagramme vectoriel de courants semblable à celui d'une machine tétraphasée dans le cas d'une phase ouverte ou triphasée pour deux phases ouvertes. Cependant ces courants optimaux ne permettent pas d'annuler l'ondulation de couple apparue avec le défaut.

Une deuxième reconfiguration basée sur un calcul analytique a permis alors d'annuler à la fois le courant total dans le neutre et l'ondulation de couple tout en augmentant la valeur moyenne de ce dernier. Pour minimiser, en plus, les pertes Joule totales dans la machine, un algorithme d'optimisation a dû être utilisé. Dans la littérature, ce sont souvent des algorithmes déterministes (de type calcul du gradient) qui sont utilisés pour ce type de reconfiguration. Au contraire, nous avons décidé d'utiliser un algorithme non-déterministe (l'algorithme génétique NSGA II) pour éviter le risque de converger vers des minima locaux.

Cet algorithme qui est en plus multi-objectifs multi-contraintes, a permis de tester différentes combinaisons de fonctions objectifs et des contraintes et de choisir ainsi les solutions convenables qui dépendront de l'application en question. Nous avons choisi comme objectifs finaux de réduire l'ondulation de couple et les pertes Joule maximales par phase et comme contraintes, de garantir un couple moyen au moins égal à 90% de celui produit en mode sain et un courant dans le neutre égal au maximum à quatre fois l'amplitude des courants de phases en mode sain. Comme les couples de détente et reluctant ont été considérés négligeables, le couple analytique utilisé dans cet algorithme a été modélisé par le couple hybride.

Les courants optimaux obtenus par cet algorithme génétique ont été injectés dans le modèle EF 2D de la machine pour évaluer les performances électromagnétiques après correction. Il s'est avéré que même si l'ondulation du couple analytique de l'algorithme d'optimisation a été annulée, celle obtenue par EF 2D ne l'est pas. Nous avons alors montré que l'ondulation du couple reluctant n'est plus négligeable en cas d'apparition d'un défaut et pourrait même être amplifiée par les courants optimaux. Ce couple a été alors modélisé analytiquement à partir des inductances calculées par EF 2D. La prise en compte de ce couple dans l'algorithme d'optimisation a permis de bien réduire les ondulations du couple EF 2D.

L'analyse de la deuxième solution du front de Pareto permettant de minimiser les pertes Joule maximales par phase a été aussi analysée. Les calculs et les simulations ont été effectués pour le cas d'ouverture d'une phase, de deux phases adjacentes ou non-adjacentes. Les notions d'adjacence temporelle et spatiale sont différentes pour ce type de machines. Les flux des phases décalés de  $2\pi/5$  sur l'axe du temps ou de la position, ont été appelés, dans ce mémoire, phases *temporellement-adjacentes*. Les phases *spatialement-adjacentes* sont les phases dont les bobinages sont disposées consécutivement dans la machine (Figure 3.8) et les couples hybrides que chacune produit sont *temporellement-adjacents*.

Nous avons pu montrer que dans le cas de deux phases *spatialement-adjacentes* ouvertes, nous avons 64% d'ondulations supplémentaires par rapport au cas de deux phases *temporellement-adjacentes* avant correction et 30% d'ondulations supplémentaires après correction. Pour encore minimiser ces ondulations, nous avons optimisé les troisièmes harmoniques des courants dans

l'objectif d'annuler l'ondulation qui pourrait être créée par les troisièmes harmoniques des flux à vide aussi faibles qu'ils soient. Ceci a permis de réduire l'ondulation de 9% pour les mêmes pertes Joule maximales par phase. Les forces magnétiques radiales en modes sain et dégradé ont aussi été analysées. Nous avons pu démontrer que, pour les cas de défauts étudiés, les forces radiales totales restent équilibrées.

Tous les résultats à savoir le couple instantané, le courant dans le neutre et les courants des phases saines avant et après correction, ont été validés expérimentalement. Plusieurs méthodes expérimentales ont été testées pour la mesure du couple instantané. Cependant, elles étaient inefficaces pour mesurer une faible ondulation du couple jusqu'à l'acquisition d'un capteur d'effort qui nous a permis de mesurer les ondulations de l'effort à condition de fonctionner à faible vitesse. Les ondulations du couple sont ainsi déduites à partir de celles de l'effort.

Dans **le quatrième chapitre**, nous avons présenté le comportement de la machine quand un défaut de court-circuit de type phase à neutre apparaît sur les phases. Deux configurations de fonctionnement sont, dans ce cas, possibles. Nous choisissons dans ce travail de déconnecter le bras de la phase défectueuse.

Les courants de courts-circuits ont été, par la suite, calculés analytiquement en tenant compte de la variation des inductances propres et mutuelles. Nous avons pu montrer que le courant de court-circuit est toujours inférieur à l'amplitude du courant avant apparition du défaut. Ceci représente un avantage majeur de ce type de machines dédiées à des applications tolérantes aux pannes. Le couple produit par ce courant de court-circuit est un couple résistant, ce qui contribue encore plus à la chute du couple moyen. Nous avons également calculé le courant de court-circuit en fonction de la vitesse mécanique et de l'angle de défluxage ce qui nous a permis de déduire que l'amplitude de celui-ci est fortement corrélée à l'angle de défluxage par le biais des mutuelles. Nous avons aussi analysé l'influence du courant de court-circuit sur l'induction magnétique dans la culasse et les dents statoriques.

Par la suite, nous avons calculé les courants optimaux pour améliorer les performances en court-circuit en utilisant le même algorithme génétique que celui détaillé dans le chapitre 3. Les courants de courts-circuits y ont été introduits et les fonctions objectifs et contraintes ont été adaptées au type de défaut. Les cas d'une phase, deux phases et trois phases consécutives et non-consécutives ont été présentés et les performances après correction ont été améliorées pour le cas d'une ou deux phases court-circuitées. Le couple instantané, les courants de courts-circuits, les courants dans les phases saines et le courant dans le neutre ont été tous validés expérimentalement. Des comparaisons entre les résultats des défauts d'ouvertures et de courts-circuits de phases ont aussi été présentées à la fin du quatrième chapitre. Celles-ci ont montré qu'avant correction, un défaut d'ouvertures de phases assure un couple moyen plus élevé et une ondulation de couple plus faible que le cas d'un défaut de courts-circuits, et ce quelque soit le nombre de phases défectueuses. Les pertes Joule en pourcentage des pertes Joule du mode sain sont proches pour les deux types de défaut et ce en raison de la faible amplitude des courants de courts-circuits. Nous avons présenté aussi des comparaisons après reconfiguration mais celles-ci restent dépendantes des contraintes imposées dans l'algorithme d'optimisation (la contrainte que nous avons imposée sur le couple moyen n'est pas la même pour les deux types de défauts).

Suite à ces travaux de thèse, plusieurs **perspectives** se présentent. Tout d'abord, il serait intéressant d'élaborer un modèle électromagnétique Eléments Finis qui soit tridimensionnel pour tenir compte des fuites de flux suivant la troisième dimension et avoir ainsi les résultats des flux, des inductances et du

couple se rapprochant plus des résultats mesurés. Il serait intéressant aussi de prendre en compte la saturation magnétique dans l'expression des inductances utilisées pour le calcul du couple reluctant.

Concernant les objectifs et contraintes de l'algorithme d'optimisation, les pertes fer peuvent être rajoutées aux pertes Joule et donc être prises en compte dans l'algorithme d'optimisation afin de diminuer les pertes totales dans la machine. Les pertes fer volumiques dépendent de l'amplitude et de la variation des inductions magnétiques de tous les éléments du stator et du rotor. Celles-ci peuvent être calculées par la méthode EF 2D. Elles dépendent aussi de la fréquence électrique et des coefficients des pertes fer par hystérésis et par courants de Foucault qui peuvent être calculés à partir des caractéristiques des tôles magnétiques [25][115].

Suite à une reconfiguration des références de courant en vue d'augmenter le couple moyen et diminuer les ondulations, les pertes Joule totales ont tendance à augmenter. La température des bobinages pourrait alors augmenter. L'augmentation de cette température a une influence sur les paramètres de la machine. En effet, quand la température augmente, la résistance des enroulements a tendance à augmenter et le champ rémanent  $B_r$  diminue [25]. L'augmentation de la résistance va, alors, augmenter encore les pertes Joule. La diminution du champ rémanent nécessite, à son tour, une augmentation des courants dans les phases saines pour maintenir le couple moyen ce qui va augmenter d'une autre manière les pertes Joule. Il serait intéressant, dans ce cas, d'inclure ces contraintes dans l'algorithme d'optimisation et trouver alors un compromis entre les performances thermiques et électromagnétiques.

Nous avons montré dans le troisième chapitre que les forces magnétiques radiales totales appliquées sur le rotor ou le stator sont nulles en modes sain et dégradé car l'effet de chaque bobine est compensé par la bobine diamétralement opposée suivant l'axe de rotation du rotor. Ceci est vrai aussi dans le cas de court-circuit total sur une phase ou plus. Cependant, dans le cas d'un court-circuit partiel, les courants des bobines d'une même phase ne sont pas les mêmes (déséquilibre des courants des bobines d'une même phase). Les contraintes magnétiques radiales peuvent dans ce cas être déséquilibrées et la force radiale totale ne serait pas nulle.

Pour toutes ces raisons, les objectifs et contraintes de l'algorithme d'optimisation doivent contenir tous ces couplages électromagnétiques, mécaniques et thermiques ce qui permettrait de trouver des courants optimaux assurant un compromis entre toutes les performances de la machine. La continuité de fonctionnement serait, dans ce cas, assurée dans de bonnes conditions électromagnétiques, thermiques et mécaniques.

L'étude des méthodes de surveillance (détection et diagnostic) des défauts de type ouvertures et courts-circuits serait aussi une perspective de ces travaux de thèse. Cette étape permettrait d'identifier les phases défectueuses et suivant le type de défaut (ouvertures ou courts-circuits de phases temporellement ou spatialement adjacentes), les reconfigurations étudiées pourraient être appliquées. Plusieurs méthodes de détection et de diagnostic qui sont surtout basées sur l'analyse spectrale des courants statoriques et du champ magnétique dans l'entrefer, ont été présentées en littérature pour les défauts d'enroulements statoriques.



## Bibliographie

---

- [1] Intersections, "Sûreté de fonctionnement", Le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, Novembre 2004.
- [2] Y. Crévits, "Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation", Université des Sciences et Technologies de Lille, Thèse de doctorat, 2010.
- [3] E. Hoang, M. Lecrivain and M. Gabsi, "Flux-switching dual-excitation electrical machine". Brevet français n°0602058 du 8 Mars 2006. Demande au nom du CNRS. Demande PCT WO2007101876. Brevet Américain US7868506, accordé le 18 Février 2010.
- [4] B. Sarlioglu, Yifan Zhao, and T.A. Lipo, "A novel doubly salient single phase permanent magnet generator", Conference Record of the 1994 IEEE In Industry Applications Society Annual Meeting, vol.1, pp.9-15, 1994.
- [5] E. Hoang, H. Ben Ahmed, J. Lucidarme, "Switching flux permanent magnet polyphased synchronous machines", European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Trondheim: Norway, 1997.
- [6] CEA, "Systèmes embarqués pour l'automobile: une nouvelle dynamique pour accélérer l'innovation dans la filière électronique automobile", Dossier de presse, Septembre 2012.
- [7] M. Zeraoulia, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 55, no. 6, pp. 1756-1764, November 2006.
- [8] Z.Q. Zhu and D. Howe, "Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles", Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 746-765, April 2007.
- [9] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no. 1, p. 81- 88, January 2007.
- [10] C. Martins, X. Roboam, T.A. Meynard and A.S. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 2, pp. 286-297, March 2002.
- [11] M. Gabsi, A. D. Vries, M. L. Pincart, Y. Bonnassieux, M. Lecrivain, and C. Plasse, "Sine wave current feeding of doubly salient switched reluctance machines. Application to the car starter generator," In proceeding of ICEM, Cracow, Poland, Sep. 2004

- [12] G. Filliau, A. Alain Bondu, L. Mazodier, "Le navire tout électrique – Propulsion et production d'énergie", Les techniques de l'ingénieur, réf. D 5 610, 2000.
- [13] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns and S.E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.4, pp.1108-1116, July 2004.
- [14] R. Romary, C. Demian, P. Schlupp, J.-Y. Roger, "Offline and Online Methods for Stator Core Fault Detection in Large Generators," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pp. 4084-4092, Sept. 2013.
- [15] R. Romary, S. Jelassi, J-F. Brudny, "Stator-Interlaminar-Fault Detection Using an External-Flux-Density Sensor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.1, pp.237-243, Jan. 2010.
- [16] H. Berriri, M.-W. Naouar, I. Slama-Belkhodja, "Easy and Fast Sensor Fault Detection and Isolation Algorithm for Electrical Drives," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 2, pp. 490-499, Feb. 2012.
- [17] M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, M. Zeraoulia, "Advanced Fault-Tolerant Control of Induction-Motor Drives for EV/HEV Traction Applications: From Conventional to Modern and Intelligent Control Techniques" IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no. 2, pp. 519-528, March 2007.
- [18] B. Vaseghi, "Contribution a l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires, Modélisation – Réduction du courant de défaut", Institut national polytechnique de Lorraine, Thèse de doctorat, Décembre 2009.
- [19] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, G. L. Skibinski, "The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, n. 2, pp. 567–576, Mar-Apr. 1997.
- [20] P.J. Tavner, J.P. Hasson, "Predicting the design life of high integrity rotating electrical machines", International Conference on Electrical Machines and Drives (ICEMD), pp. 286-290, Canterbury, Sept. 1999.
- [21] J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne: Applications pour le domaine aéronautique", Institut National Polytechnique de Toulouse, Thèse de doctorat, 2007.
- [22] S. Krakowiak, "Tolérance aux fautes - 1 Introduction, techniques de base", Université Joseph Fourier Projet Sardes (INRIA et IMAG-LSR).
- [23] M. Villani, M.Tursini, G.Fabri, L.Castellini, "Multi-Phase Permanent Magnet Motor Drives for Fault-Tolerant Applications", IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), vol., no., pp. 1351-1356, May 2011.
- [24] M. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1956–1965, May 2008.
- [25] G. Li, "Contribution à la Conception des Machines Electriques à Rotor Passif pour des Applications Critiques : Modélisations Electromagnétiques et Thermiques sur Cycle de Fonctionnement, Etude du Fonctionnement en Mode Dégradé", Ecole Normale Supérieure de Cachan, Thèse de doctorat, 2011.
- [26] M. Barcaro, N. Bianchi, and F. Magnussen, "Analysis and Tests of a Dual Three-Phase 12-Slot 10-Pole Permanent-Magnet Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 6, pp. 2355-2362, Nov.-Dec. 2010.
- [27] A. Bruyère, "Modélisation et commande d'un alterno-demarreur heptaphase pour application automobile micro-hybride", Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Thèse de doctorat 2009.
- [28] T. Gopalarathnam, H.A. Toliyat, J.C. Moreira, "Multi-phase fault-tolerant brushless DC motor drives", Industry Applications Conference. Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 3, no., pp. 1683-1688, 2000.
- [29] B. Mecrow, A. Jack, J. Haylock, "Fault-Tolerant permanent-magnet machine drives", IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 143, no. 6, pp. 437-442, November 1996.

- [30] L. Parsa, K. Taehyung, "Reducing Torque Pulsation of Multi-Phase Interior Permanent Magnet Machines", Industry Applications Conference. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, vol. 4, no., pp. 1978-1983, Oct. 2006.
- [31] F. Baudart, E. Montagne, B. Dehez, F. Labrique, "Optimal current waveforms for permanent magnet synchronous machines with any number of phases in open circuit", 10th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems (ELECTRIMACS), Cergy-Pontoise, France, June 2011.
- [32] J. Dente, "Induction Motor Current Source Inverter Systems with Phase Number Greater Than 3", In Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 3.143-3.147, Brussels, Oct. 1985.
- [33] E.A. Klingshirn, "High phase order induction motors – Part 1 - Description and theoretical considerations and Part 2 - Experimental results", IEEE Transaction On Power Apparatus and Systems, vol. pas-102, no.1, January 1983.
- [34] M.G. Simoes, P. Vieira, "Model development and design of a wheel-motor drive system", Proceedings of EPE – PEMC, vol., no., pp. 74–79, Kosice, Slovak Republic, September 2000.
- [35] A.S. Thomas, Z. Q. Zhu, R. L. Owen, G. W. Jewell, and D. Howe, "Multiphase Flux-Switching Permanent-Magnet Brushless Machine for Aerospace Application", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 6, pp.1971-1981, November/December 2009.
- [36] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines", Industrial Electronics Society, IECON. 31st Annual Conference of IEEE , vol., no., pp. 6 pp., Nov. 2005
- [37] L. Parsa and H.Toliat, "Five-phase Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 1, pp. 30-37, Jan.-Feb. 2005
- [38] S. Sadeghi, L. Guo, H. A. Toliat, L. Parsa, "Wide Operational Speed Range of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2621-2631, June 2012.
- [39] F. Locment, "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé", Université des Sciences et Technologies de Lille, Thèse de doctorat, Décembre 2006.
- [40] K.Wang, Z.Q.Zhu and G. Ombach, "Torque Improvement Of Five-phase Surface-mounted Permanent Magnet Machine Using Third-order Harmonic", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 29, no. 3, pp. 735-747, September 2014.
- [41] R.O. C. Lyra, T.A. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.38, no.5, pp. 1351-1360, Sep/Oct. 2002.
- [42] A. Mohammadpour, A. Gandhi and Leila Parsa, "Design and Control of Fault-Tolerant Permanent Magnet Machines", IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), vol., no., pp. 108-116, March 2013.
- [43] F. Scuiller, E. Semail, J.F. Charpentier and S. Clenet, "Comparison of conventional and unconventional 5-phase PM motor structures for naval applications", IASME Transactions, vol. 1, no. 2, pp. 365-370, April 2004.
- [44] G. Li, X. Ojeda, E. Hoang, M. Gabsi and M. Lecrivain, " Thermal Electromagnetic Analysis for Driving Cycles of Embedded Flux- Switching Permanent Magnet Motors ", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61 , no. 1, pp. 140 - 151, Jan. 2012.
- [45] W. Zhao, M. Cheng, W. Hua and H. Jia, "A Redundant Flux-Switching Permanent Magnet Motor Drive for Fault-Tolerant Applications", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), vol., no., pp. 1-6, Sept. 2008.
- [46] H. Wei, C. Ming, J. Hongyun, F. Xiaofan, "Comparative Study of Flux-Switching and Doubly-Salient PM Machines Particularly on Torque Capability," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, (IAS), vol., no., pp. 1-8, Oct. 2008.
- [47] R.L. Owen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, G. W. Jewell and D. Howe, "Fault-Tolerant Flux Switching Permanent Magnet Brushless AC Machines", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, (IAS '08), vol., no., pp.1-8, Oct. 2008.



- [48] A. Gandhi and L. Parsa, "Thrust Optimization of a Five-Phase Fault-Tolerant Flux-Switching Linear Synchronous Motor", 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , IECON 2012, vol., no., pp. 206-2073, Oct. 2012.
- [49] H.Y. Choi, S. J. Park, Y. K. Kong and J. G. Bin, "Design of multi-phase permanent magnet motor for ship propulsion", International Conference on Electrical Machines and Systems, (ICEMS), vol., no., pp.1-4, Nov. 2009.
- [50] J. Ojeda, M. Liu, E. Ben Sedrine, M. Gabsi, "Comparison of 3-phase and 5-phase flux switching machine using a stochastic approach," 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), vol., no., pp. 1-6, April 2014.
- [51] F. Scuiller, "Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multi-machine" École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Thèse de doctorat, 2006.
- [52] E. Semail, "Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace", Université des Sciences et Technologies de Lille, Thèse de doctorat, Juin 2000.
- [53] E. Semail, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, P. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis, S. Piefederici, "Représentations SMM de machines polyphasées", Revue Internationale de Génie Electrique, (RIGE), vol. 8, no. 2, pp. 221-239, 2005.
- [54] A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel, B. Francois, J.P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David, "Multi- machine multi-converter system for drives: analysis of coupling by a global modelling", Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 1474-1481, Oct. 2000.
- [55] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs- machines polyphasés", Université des Sciences et Techniques de Lille, Thèse de doctorat, Décembre 2003.
- [56] F. Scuiller, "Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multi-machine", École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers et Ecole Navale, Thèse de doctorat, Décembre 2006.
- [57] F. Locment, E. Semail and F. Piriou, "Design and Study of a Multi-phase Axial-flux machine", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 4, pp. 1427-1430, April 2006.
- [58] E. Robert-Dehault, "Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI", Université de Nantes, Thèse de doctorat, 2005.
- [59] E. Semail, F. Meibody-Tabar, and MF. Benkhoris, "Machines polyphasées: De la modélisation multimachine à la commande", Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, J3eA, vol. 4, no. 1, p. 012, 2005.
- [60] H.A. Toliyat, T.A. Lipo, J.C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications – Part 1 (Motor Analysis)", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no.4, December 1991.
- [61] M.E.H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, pp. 984-993, October 2000.
- [62] D. Thailly, A. Yazidi, R. Romary, H. Henao, J-F. Brudny, G.-A. Capolino, "Diagnosis of a stator winding short-circuit fault on induction machines running in variable speed conditions," 5th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, vol., no., pp. 1-5, Sept. 2005.
- [63] B.-M. Ebrahimi, J. Faiz, "Feature Extraction for Short-Circuit Fault Detection in Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Stator-Current Monitoring", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 10, pp. 2673-2682, Oct. 2010.
- [64] A. Khlaief, M. Boussak, M. Gossa, "Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis," XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), vol., no., pp.1-6, Sept. 2010.
- [65] O. Wallmark, L. Harnefors and O. Carlson, "Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 4, pp. 1973 –1980, Aug. 2007.

- [66] W. Zhao, M. Cheng, W. Hua, H. Jia, and R. Cao, "Back-emf harmonic analysis and fault-tolerant control of flux-switching permanent- magnet machine with redundancy", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1926–1935, May 2011.
- [67] W. Zhao, K. Chau, M. Cheng, J. Ji, and X. Zhu, "Remedial brushless AC operation of fault-tolerant doubly salient permanent-magnet motor drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2134-2141, June 2010.
- [68] A. Jack, B. Mecrow, and J. Haylock, "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault tolerant applications", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 889-895, Jul./Aug. 1996.
- [69] B. Vaseghi, N. Takorabet, J.P. Caron, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, G. Humbert, "Study of Different Architectures of Fault- Tolerant Actuator Using a Two-Channel PM Motor", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 47, no. 1, pp.47-54, Jan./Feb. 2011.
- [70] X.L. Wang, Q.C. Zhong, Z.Q. Deng, and S.Z. Yue, "Current- Controlled Multiphase Slice Permanent Magnetic Bearingless Motors With Open-Circuited Phases: Fault-Tolerant Controllability and Its Verification", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2059-2072, May 2012.
- [71] M.G. Simoes, P. Vieira, "A high-torque low speed multiphase brushless machine- A perspective application for electric vehicles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 1154-1164, Oct. 2002.
- [72] S. Dwari, L. Parsa, "Optimum Fault-Tolerant Control of Multi-phase Permanent Magnet Machines for Open-Circuit and Short-Circuit Faults", *Applied Power Electronics Conference, (APEC), Twenty Second Annual IEEE*, vol., no., pp. 1417-1422, Feb. -March 2007.
- [73] X. Kestelyn and E. Semail, "A vectorial approach for generation of optimal current references for multiphase permanent-magnet synchronous machines in real time", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5057-5065, Nov. 2011.
- [74] Z. Sun, J. Wang, G. Jewell and D. Howe, "Enhanced optimal torque control of fault-tolerant PM machine under flux-weakening operation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 344-353, Jan. 2010.
- [75] S. Dwari and L. Parsa, "An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1988–1995, May 2008.
- [76] R. Alcharea, B. Nahidmobarakeh, F. Betin, G.A. Capolino, "Direct torque control (DTC) for six-phase symmetrical induction machine under open phase fault", *Electrotechnical Conference, MELECON. The 14th IEEE Mediterranean*, vol., no., pp. 508-513, May 2008.
- [77] R. Kianinezhad, R. Alcharea, B. Nahid, F. Betin, G.A. Capolino, "Analysis and evaluation of DTC and FOC in open phase fault operation of six-phase induction machines", *The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*, vol., no., pp. 447-452, May 2008.
- [78] F. Baudart, B. Dehez, Member, D. Telteu-Nedelcu, P. Alexandre and F. Labrique, "Torque Control Strategy of Polyphase Permanent- Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2632-2644, June 2012.
- [79] A. Mohammadpour, S. Sadeghi, L. Parsa, "A Generalized Fault-Tolerant Control Strategy for Five-Phase PM Motor Drives Considering Star, Pentagon and Pentacle Connection of Stator Windings", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 63-75, Jan. 2014.
- [80] M. Dai Prè, "Analysis and design of Fault-Tolerant drives", *University of Padova, Department of Electrical Engineering Electric Drives Laboratory, Thèse de doctorat*, 2008.
- [81] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. Pre, "Strategies for the fault- tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 960-970, July/Aug. 2007.
- [82] Ngac Ky Nguyen, Damien Flieller, Xavier Kestelyn, Eric Semail, "Analytical Optimal Currents for Multiphase PMSMs Under Fault Conditions and Saturation", *The 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, Dallas,TX-USA*, Oct.-Nov. 2014.

- 
- [83] W. Zhao, M. Cheng, K. T. Chau, R. Cao, J. Ji, "Remedial Injected-Harmonic-Current Operation of Redundant Flux-Switching Permanent-Magnet Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 151-159, Jan. 2013
  - [84] F. Mekri, J. F. Charpentier, X. Kestelyn, and E. Semail, "Etude comparative de différents correcteurs pour la commande optimale avec défauts d'une machine pentaphasée", *European Journal of Electrical Engineering*, (EJEE), vol. 15, no. 4, pp. 377-400, Aug. 2012.
  - [85] B. Vaseghi, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, A. Djerdir, J. Farooq and A. Miraoui, "Modeling and characterizing the inter-turn short circuit fault in PMSM", *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, vol., no., pp. 551-556, May 2011.
  - [86] B. A. Welchko, T. M. Jahns, W. L. Soong, and J. M. Nagashima, "IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 291-298, Jun. 2003.
  - [87] P. Arumugam, T. Hamiti and C. Gerada, "Modeling of different winding configurations for fault-tolerant permanent magnet machines to restrain interturn short-circuit current", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 2, pp.351-361, 2012.
  - [88] B. Vaseghi, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Analytical Circuit-based Model of PMSM under Stator Inter-turn Short-circuit Fault Validated by Time-stepping Finite Element Analysis", *XIX International Conference on Electrical Machines*, (ICEM), vol., no., pp.1-6, Sept. 2010.
  - [89] O. Fall, "Stratégie de commande par défluxage d'une machine pentaphasée à aimants permanents en mode dégradé pour des applications hydroliennes", *La Revue 3EI* no.77, Juillet 2014.
  - [90] L. Saludjian, "Optimisations en Electrotechnique par Algorithmes Génétiques", *Institut National Polytechnique de Grenoble*, Thèse de doctorat, 1997.
  - [91] G. Üler, O.A. Mohammed, CS. Koh, "Utilizing Genetic Algorithms for the optimal Design of Electromagnetic Devices ", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.6, no.30, 1994.
  - [92] A. Gottvald, K. Preis, C. Magele, O. Biro, A. Savini, "Global Optimization methods for computational magnetics", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, no. 2, pp 1537-1540, 1992.
  - [93] H.M. Ryu, J.H. Kim, S.K. Sul, "Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor, Part I. Modeling and Current Control Based on Multiple d-q Spaces Concept Under Balanced Condition", *Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 1, no., pp. 63, Seattle (USA), Oct. 2004.
  - [94] H.M. Ryu, J.H. Kim, S.K. Sul, "Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor, Part II. Asymmetric Fault Condition due to Open Phases", *Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 1, no., pp. 268-275, Seattle (USA), Oct. 2004.
  - [95] Z. Xiang-Jun, Y. Yongbing, Z. Hongtao, L. Ying, F. Luguang, Y. Xu, "Modelling and control of a multi-phase permanent magnet synchronous generator and efficient hybrid 3L-converters for large direct-drive wind turbines", *IET Electric Power Applications*, vol. 6, no. 6, p. 322 – 331, July 2012.
  - [96] B. Gaussens, "Machines synchrones à commutation de flux : de la modélisation numérique et analytique à l'exploration topologique", *Ecole Normale Supérieure de Cachan*, thèse de doctorat, 2013.
  - [97] J.F. Gieras, "Advancements in Electric Machines", *Springer Science & Business Media*, 2008.
  - [98] J. Ojeda, M. Liu, E. Ben Sedrine, M. Gabsi, "Comparison of 3-phase and 5-phase flux switching machine using a stochastic approach," *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, vol., no., pp. 1-6, April 2014.
  - [99] J. Engstrom, "Inductance of slotless machines", in *Proc. IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, Aalborg, Denmark, June 2000.
  - [100] W. Xu, J. Zhu, Y. Zhang, J. Hu, "Cogging torque reduction for radially laminated flux-switching permanent magnet machine with 12/14 poles ", *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, vol., no., pp. 3590-3595, Nov. 2011.
-

- [101] Site du Génie Electrique de l'Académie d 'AIX-MARSEILLE, [https://www.pedagogie.ac-aix-marseille.fr/jcms/c\\_179768/fr/classe-d-isolation-et-echauffement-des-machines](https://www.pedagogie.ac-aix-marseille.fr/jcms/c_179768/fr/classe-d-isolation-et-echauffement-des-machines).
- [102] Omar Scaglione, Miroslav Markovic and Yves Perriard, "Exploitation of iron B-H local hysteresis for the rotor position detection of a PM motor", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, vol., no., pp. 1641-1646, May 2009.
- [103] Bernanrd Multon, "Les machines synchrones autopilotées", Préparation à l'agrégation de Génie Electrique, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004.
- [104] Mohammad Ali SHAMSI NEJAD, "Architectures d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante", Institut National Polytechnique de Lorraine, Thèse de doctorat, 2007.
- [105] E. Ben Sedrine, J. Ojeda, I. Slama-Belkhodja, M. Gabsi, "Five-Phase Flux Switching Machine: Optimal current waveforms in order to improve open phase operation", 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON, vol., no., pp.1805-1810, Oct. 2012.
- [106] E. Ben Sedrine, J. Ojeda, M. Gabsi, I. Slama-Belkhodja, "Optimization For a Fault-Tolerant And Minimum Loss Control Strategy Of a Five-Phase Flux Switching Machine Under Open-Circuit Faults", International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis-Tunisia, November 2014.
- [107] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, "Control strategies for fault tolerant PM drives using series architecture", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), vol., no., pp. 1-6, Sept. 2010.
- [108] Stephens, C.M, "Fault detection and management system for fault-tolerant switched reluctance motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 6, pp. 1098-1102, Nov/Dec 1991.
- [109] I. Husain, M.N. Anwar, "Fault Analysis of Switched Reluctance Motor Drives", International Conference Electric Machines and Drives, IEMD, vol., no., pp. 41-43, May 1999.
- [110] A. Mahyob, P. Reghem, G. Barakat, "Permeance Network Modeling of the Stator Winding Faults in Electrical Machines", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, p. 947, 2009.
- [111] K. J. Meessen, J. J. H. Paulides, and E. A. Lomonova, "Force calculations in 3-d cylindrical structures using fourier analysis and the maxwell stress tensor", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 1, pp. 536-545, 2013.
- [112] J. Boisson, F. Louf, J. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, "Optimisation Géométrique d'une Machine à Commutation de Flux à Aimants Permanents en utilisant un Modèle Analytique Multi-Physique Magnéto-Acoustique, Symposium de Génie Electrique (SGE) : EF-EPF-MGE, Juillet 2014, ENS Cachan, France.
- [113] B. Gaussens, E. Hoang, O. de la Barriere, J. Saint-Michel, P. Manfe, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "Uni- and bidirectional flux variation loci method for analytical prediction of iron losses in doubly-salient field-excited switched-flux machines", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 7, pp. 4100-4103, July 2013.
- [114] E. Hoang, S. Hlioui, M. Lecrivain, M. Gabsi, "Experimental comparison of lamination material case of switching flux synchronous machine with hybrid excitation," 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, vol., no., pp.1-7, Sept. 2009.
- [115] E. Hoang, "Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance", Ecole Normale Supérieure de Cachan, Thèse de doctorat, 1995.